

Entwurf und Umsetzung eines rekonfigurierbaren
Schaltmatrix-Satelliten-Experiments zum Nachweis der
Raumfahrttauglichkeit keramischer
Mikrowellenschaltungstechnologie

Dem Fachbereich Elektrotechnik an der
Technischen Universität Ilmenau zur
Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.) eingereichte

D i s s e r t a t i o n

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Stefan Humbla

geboren am 30.06.1980 in Wippra, Sachsen-Anhalt, Deutschland

Berichterstatter:	Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias A. Hein (Technische Universität Ilmenau)
Mitberichterstatter:	Univ.-Prof. Dr.-Ing. Jens Müller (Technische Universität Ilmenau)
Mitberichterstatter:	Univ.-Prof. Dr.-Ing. Arne F. Jacob (Technische Universität Hamburg-Harburg)
Tag der Einreichung:	04.06.2013
Tag der wissenschaftlichen Aussprache:	13.05.2014

Imagination is the beginning of creation. You imagine what you desire, you will what you imagine and at last you create what you will.

George Bernard Shaw

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Mikrowellenentwurf, Feldberechnung und Fertigungstechnologie	5
2.1. Die „Low Temperature Co-fired Ceramics“ Technologie	5
2.1.1. Grundlegendes Herstellungsverfahren	8
2.1.2. Toleranzen und Fehlerquellen der Prozessierung	9
2.1.3. Untersuchung der hergestellten Substrate	12
2.1.4. Auswertung von Profilometeraufnahmen mittels Kantendetektion	12
2.1.5. Messtechnische Bestimmung der Permittivität	15
2.2. Entwurf von Hochfrequenzkomponenten und Rekonfigurierbarkeit	23
2.2.1. Planare Leitungsstrukturen	23
2.2.2. Übergänge zwischen koplanaren Leitungen mit Rückseitenmetallisierung und Mikrostreifenleitungen	24
2.2.3. Rekonfigurierbarkeit	28
2.2.4. Robuster Entwurf von Mikrowellenstrukturen	30
2.3. Anforderungen bei der Entwicklung von Satellitenkomponenten	34
2.3.1. Bahnmechanik und Orbits	34
2.3.2. Berücksichtigung der Raumfahrtbedingungen im Entwurfsprozess	37
2.3.3. Ka-Band Satelliten	39
3. Entwurf des On-Orbit-Verifikations-Experiments	43
3.1. Die KERAMIS-Nutzlast des TET-1 Satelliten	43
3.2. Das rekonfigurierbare Schaltmatrixmodul	44
3.3. Grundkonzept der Schaltmatrix	44
3.4. Konzeption des Raumfahrt-Experiments	46
3.4.1. Aufbau- und Verbindungstechnik, Bauteileauswahl	48
3.5. Die KERAMIS Aufbau- und Verbindungstechnik	49
3.5.1. Der mehrlagige Verdrahtungsträger	49
3.5.2. Verbindungstechnik der keramischen Module	49
3.5.3. Mechanische Aspekte und Umwelttests	50
3.6. Keramische Komponenten des Experiments	52
3.6.1. 4×4 Ka-Band Schaltmatrix	52
3.6.2. Das Oszillator-Modul	53
3.6.3. Leistungsdetektoren	55
3.6.4. Diodentreiber	56

4. Nachweis der Raumfahrttauglichkeit des Experiments	59
4.1. Allgemeine Qualifikationsstrategien am Boden	59
4.1.1. Mechanische Belastungstests	61
4.1.2. Thermaltests	62
4.2. Verifikation der keramischen Komponenten und Modelle	63
4.2.1. Technologiemoell 1 (TM1)	64
4.2.2. Zusatztests (TM1a)	66
4.2.3. Technologiemoell 2 (TM2)	68
4.2.4. Numerische Nachbildung der mechanischen Spannungen	68
4.2.5. Struktur- und Thermalmodell (STM)	75
4.2.6. Engineering und Qualifikationsmodell (EQM)	77
4.2.7. Flugmodell (PFM)	77
5. Versuchsreihen zur Satellitenmission	81
5.1. Vorbereitung der OOV-Mission	81
5.1.1. Planung der Abläufe, Konfigurationen und Messungen	81
5.1.2. Softwareentwicklung Experiment und Nutzlastversorgungssystem	82
5.1.3. Kalibriermessungen	85
5.2. Verifikation der Raumfahrttauglichkeit anhand der OOV-Messdaten	90
5.2.1. Extraktion der Nutzdaten / Aufbereiten der Daten	90
5.2.2. Rückrechnung der Einfügedämpfung und Test auf Degradation	92
6. Komplexe Schaltmatrixsysteme und Ausblick	97
6.1. Modulare Verwendung der 4×4 -Schaltmatrix	97
6.1.1. Vergleich verschiedener allgemeiner Topologien	97
6.1.2. Das 4×4 Grundelement	103
6.1.3. Konzeption einer 8×8 Schaltmatrix	104
6.1.4. Konzeption einer 16×16 Schaltmatrix	107
6.2. Alternative Ansätze und Erhöhung der Zuverlässigkeit	111
6.3. Ausblick	114
6.3.1. Entwicklung einer geostationären 4×4 Schaltmatrix	114
6.3.2. Schaltertechnologien	117
6.3.3. On-Board Processing	119
7. Zusammenfassung und Ausblick	121
A. Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen	141
B. Anhang	147

Abbildungsverzeichnis

2.1.	Schematische Darstellung der lagenweisen Strukturierung der LTCC-Technologie am Beispiel des Diodentreibers. Nach der Vorbereitung und Kontrolle der einzelnen Lagen (linke Abbildung) werden diese gestapelt und laminiert. Der Brennvorgang führt anschließend zu einem kompakten und robusten Modul (rechte Abbildung). Nachfolgende Prozessschritte sind auf die Ober- und Unterseite beschränkt.	8
2.2.	Schematische Darstellung des Rastervorgangs am Beispiel des Bondübergangs zwischen keramischen Schaltmatrixmodul und einem integrierten Schalter. Die Aufnahme einzelner Ebenen (linke Seite) ermöglicht jeweils das Extrahieren der scharfen Bildanteile und das Zuweisen der aktuellen Höhe. Aus diesen Informationen können dreidimensionale Abbildungen in Echtfarbdarstellung erzeugt werden (rechte Seite).	13
2.3.	a) Darstellung der Originalaufnahme eines Anpassnetzwerks der Schaltmatrix mit den überlagerten detektierten Kanten des Canny-Verfahrens (grüne Kontur) und den berechneten Linien mit Hilfe des Hough-Verfahrens (rote Linien). b) Darstellung des Ergebnisses der Kantendetektion (grüne Kontur) und Linien der Hough-Transformation (rote Linien). Anhand dieser Kanten können die Abmessungen der hergestellten Strukturen, wie Leiterbreite und Spaltmaße, ermittelt werden.	15
2.4.	Schematische Darstellung des vergrabenen Ringresonators zur Materialcharakterisierung der keramischen Substrate. Die Kontaktierung erfolgt mit Messspitzen an den koplanaren Anschlüssen, der Streifenleitungsring (rot) ist mit zwei Metallisierungsebenen (grün) und Viazäunen (goldfarben) geschirmt.	16
2.5.	Messablauf zur automatischen Erfassung aller Ringresonatorresonanzen (linker Teil) eines Messobjekts. Der gesamte Frequenzbereich wird untersucht und in Fenster unterteilt, die jeweils eine Resonanz beinhalten und gesondert untersucht werden. Nach dem Eingrenzen des Messbereichs auf die jeweilige Resonanz wird mit zunehmender Auflösung gemessen. Die Bedienoberfläche des entwickelten LabVIEW TM -Programms ermöglicht die Festlegung der relevanten Optionen wie Frequenzbereiche, Anzahl der Punkte, Mittelwerte, HF-Leistung etc.(rechter Teil).	17
2.6.	a) Exemplarische Resonanzkurve eines Ringresonators im Frequenzbereich von 10 MHz bis 65 GHz mit einer Resonanzfrequenz von etwa 6 GHz. b) Automatisiert gemessene Resonanz mit mittlerer Auflösung und ohne Mittelwertbildung zur Verdeutlichung des Rauscheinflusses.	19

2.7.	Split-Post-Dielectric-Resonator zur Bestimmung der Materialparameter der Probe anhand der Verschiebung von Resonanzfrequenz und Güte. Über die verschiebbaren Koaxialkabel wird ein Netzwerkanalysator angeschlossen und Koppelschleifen am Ende der Koaxialkabel speisen Energie in den Resonator ein.	19
2.8.	Abhängigkeit der Permittivität von der prozentualen Verschiebung der Resonanzfrequenz verglichen mit der des unbelasteten Resonators. Die Probendicke wurde zwischen 0,2 mm und 2 mm mit gleichbleibender Schrittweite variiert und verursacht bei zunehmendem Wert eine stärkere Verschiebung der Resonanzfrequenz.	20
2.9.	Abhängigkeit des dielektrischen Verlustwinkels $\tan \delta$ von der Probendicke und der ermittelten prozentualen Änderung der Güte verglichen mit der des unbelasteten Resonators. Die Empfindlichkeit (Anstieg der Kurve in Richtung der Parameteränderung) steigt bei dünneren Proben und mit zunehmender Änderung der Güte.	21
2.10.	Übergang zwischen Mikrostreifen- und Koplanarleitung mit einer linearen Anpassung des Signalleiters über die Länge l ohne eine Weiterführung der seitlichen Masse der Koplanarleitung. Die Impedanzen von 50Ω werden bei gegebenem Schichtaufbau über die Parameter Signalleiterbreite m_b und k_b sowie das Spaltmaß k_s eingestellt.	24
2.11.	Simulationsergebnisse für den Übergang zwischen Mikrostreifen- und Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung und linearem Taper zwischen den beiden Signalleitern. Unterschiedliche Taperlängen wurden betrachtet, wobei die koplanare Masse vor dem Taper endet. Die gestrichelten Kurven beziehen sich auf die Anregung von der Seite der Mikrostreifenleitung, der hervorgehobene Bereich kennzeichnet den Downlink-Frequenzbereich des Ka-Bands.	25
2.12.	Einfluss des Winkels der Massefläche des linearen Tapers zwischen einer Mikrostreifen- und Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung nach Abb. 2.10 für eine Taperlänge von $100 \mu m$. Die gestrichelten Kurven beziehen sich auf die Anregung von der Seite der Mikrostreifenleitung.	26
2.13.	Übergang zwischen Mikrostreifen- und Koplanarleitung mit einer linearen Anpassung des Signalleiters über die Länge l mit Anpassung der seitlichen Masse der Koplanarleitung für einen konstanten Verlauf der Impedanz entlang des Übergangs.	26
2.14.	Vergleich unterschiedlicher Ansätze für den Übergang zwischen Mikrostreifenleitung und Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung. Verglichen mit dem harten Übergang weisen optimierte Taper ein besseres Verhalten auf. Eine nichtlineare Aufweitung der Masse wird bei kontinuierlichem Verlauf das beste Verhalten aufweisen.	27

2.15.	Kombination eines Mikrostreifen-Hybridkopplers mit koplanaren Schnittstellen der verwendeten Bauteile und Leitungen als Teil des VCO-Moduls (hier Ausschnitt). Der hier eingesetzte Leitungsübergang kann aufgrund der geringen geometrischen Abmessung leicht implementiert werden und weist ähnlich gute HF-Eigenschaften auf wie der Ansatz nach Abb. 2.13.	28
2.16.	Prozentuale Änderung der Leitungsimpedanz einer Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung bei Abweichung der Leitungsgeometrie um $5\text{ }\mu\text{m}$ von der Sollimpedanz $50\text{ }\Omega$ als Funktion der gewählten Signalleiterbreite und der Permittivität des Substrats für eine Substrathöhe von $200\text{ }\mu\text{m}$ und eine Leitungsimpedanz von $50\text{ }\Omega$	32
2.17.	Die Darstellung des Haupteffekts verdeutlicht den Einfluss der Parameter auf die Leitungsimpedanzänderung einer Mikrostreifenleitung. Der Anstieg der unterschiedlichen Varianten verdeutlicht die Empfindlichkeit des jeweiligen Parameters.	33
2.18.	Die Darstellung des Haupteffekts verdeutlicht den Einfluss der Parameter auf die Leitungsimpedanzänderung einer Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung. Der Anstieg der unterschiedlichen Varianten verdeutlicht den Einfluss des jeweiligen Parameters.	34
2.19.	Abhängigkeit der Umlaufzeit und Bahngeschwindigkeit von der Orbithöhe für Satelliten, die die Erde umrunden [120]. Markante Werte für LEO- und GEO-Satelliten auf 500 km bzw. 36.000 km Höhe sind hervorgehoben. . .	36
2.20.	Verteilung und Häufigkeit der Sichtverbindung zwischen der Bodenstation in Neustrelitz und dem TET-1 Satelliten für drei unterschiedliche Antennenkeulenbreiten des Satelliten. Dieser blickt dabei stets direkt senkrecht auf die Erdoberfläche und die Bodenantenne wird nachgeführt.	38
3.1.	Schematische Darstellung des verwendeten PIN-Diodenschalters mit dem gemeinsamen Anschluss J1 und den vier Ein-/Ausgängen J2-J5 sowie den Steueranschlüssen B2-B5. Über die Rückseitenmetallisierung wird eine großflächige Masseverbindung sichergestellt, die HF- und Steueranschlüsse werden mit Bonddrähten kontaktiert. Die Abmessung des ICs beträgt $2,7\text{ mm} \times 2,2\text{ mm}$	45
3.2.	a) topologische Kombination der acht Schalter, um die Gesamtfunktion von 4×4 zu realisieren. Eine beispielhafte Konfiguration mit vier parallelen Verbindungen ist farblich hervorgehoben. b) Integration der Schalt-ICs in das LTCC-Modul mit den Anpassstrukturen und der zweiseitigen Bestückung (vereinfachte Darstellung ohne Viazäune, Steuerleitungen und schirmende Masseflächen). Die rote Signalleitung verdeutlicht eine mögliche Verbindung zwischen einem Ein- und Ausgangspaar. . . .	46
3.3.	Blockschaltbild des Schaltmatrixexperiments mit den LTCC-Modulen Schaltmatrix, VCO-Modul, Diodentreiber und Leistungsdetektoren. Die Steuerung des Experiments sowie die Kommunikation mit der Steuerplatine erfolgt über ein FPGA. Die Multiplexer ermöglichen das Umschalten zwischen den analogen Detektor- und Statusspannungen.	47

3.4.	Trägerplatine mit den Kontaktflächen für die Bestückung der verschiedenen Bauteile, keramischen Module und dem Stecker für die Verbindung zu Backplane. Die inneren Lagen führen vorwiegend die Signale der digitalen Ansteuerung, analogen Messwerte und der Spannungsversorgung.	50
3.5.	Montage der Trägerplatine in den Führungsnuten des Gehäuses durch die Verwendung von Wedge-Loks und Gegenschienen. Diese Klemmverbindung ermöglicht eine gute thermische Anbindung an das Gehäuse und ist mechanisch zuverlässig.	51
3.6.	Vergleich der Schaltmatrixmodule, a) Fotos von der TM1-Schaltmatrix mit einer Kantenlänge von 56 mm × 56 mm (Oberseite), b) dem finalen TM2/EM/PFM-Schaltmatrixmodul mit den Abmessungen 32 mm × 30 mm von der Oberseite sowie c) von der Rückseite mit montiertem Kovarrahen und komplett bestückt mit Schalt-ICs.	52
3.7.	Messhalterung zur Charakterisierung der Schaltmatrix. Die Schaltmatrix wird in die Halterung eingelegt, und die Kontaktplatinen werden aufgeschraubt. Die verwendeten Federstifte stellen den elektrischen Kontakt zu den Löt pads der Steckerleiste her. Eine Beeinflussung der Bond pads ist ausgeschlossen, da für die Integration in das Experiment separate Kontaktflächen verwendet werden.	53
3.8.	Das VCO-Modul mit den Versorgungs- und Steuereingängen für den IHP-Oszillator (linke Seite) und den Hittite Oszillator (oben). Die HF-Signale werden über koplanare Leitungen zur Schaltmatrix geführt und die Ausgangsleistungen der VCOs werden mit Detektoren erfasst.	54
3.9.	Die Detektorschaltung verwendet zwei antiparallele Schottky-Dioden. Über die Spannungsversorgung werden die Arbeitspunkte der beiden Dioden D_1 und D_2 mit einem gleich großen Strom über den Widerstand R_V eingestellt. Durch Einspeisen eines HF-Signals ergibt sich eine Differenz der Spannungen, die von der eingespeisten HF-Leistung abhängt.	55
3.10.	Die beiden dedizierten HF-Leistungsdetektoren, die an den Ausgängen der Schaltmatrix die übertragenen Leistungsanteile in analoge Spannungen wandeln. Die beiden Module weisen unterschiedliche Geometrien auf, die durch die vorgesehenen Positionen auf der Experimentplatine bestimmt wurden.	55
3.11.	Foto des Diodentreibermoduls mit den bestückten Komponenten. Der integrierte Treiberbaustein ist in eine Kavität geklebt und mit Bonddrähten kontaktiert. Die passiven Bauteile sind mit Widerstands- und Kondensatorkaskaden kompakt innerhalb des Rahmens platziert, der auf der Goldfläche aufgelötet wird. Die Kontaktflächen am äußeren Rand ermöglichen die Versorgung (linke Seite), die digitalen Eingangssignale (unten) und die Ausgänge zu den Dioden (oben).	56

3.12. Basisblock des Diodentreiber-Schaltplans mit dem Schaltkreis IC_1 zur Ansteuerung der PIN-Diodenschalter. Der gemeinsame HF-Eingang J_1 wird je nach Konfiguration über D_{in} mit den dargestellten Ausgängen J_2 oder J_5 verbunden. Der identische Aufbau für die beiden HF-Anschlüsse J_3 und J_4 und die zusätzlichen Ausgänge A_3 und A_4 sind nicht explizit dargestellt. Die gestrichelte Linie trennt den Diodentreiber vom HF-Schalter (rechts).	57
3.13. Abhängigkeit des Betrags der Einfügedämpfung S_{21} eines Schaltmatrixpfads vom Steuerstrom. Das Verhalten verbessert sich bei zunehmendem Betrag des Stroms, verursacht allerdings höhere Verlustleistung, so dass für das Experiment ein Kompromiss bei 10 mA verwendet wird.	57
3.14. Abhängigkeit der HF-Charakteristik eines Schaltmatrixpfads vom zugehörigen Strom des Diodentreibers. Der Betrieb der Schalter mit Strömen von $ I_D \geq 5 \text{ mA}$ erlaubt bereits ein zuverlässiges Schalten mit guten HF-Eigenschaften. Für das Experiment wurde ein Strom von 10 mA gewählt.	58
4.1. Temperaturverlauf für das Thermal Cycling (frei nach [160]). Nach dem Aufbau des Vakuums und den beiden Maximaltemperaturen beginnt der zyklische Wechsel zwischen den operationellen Temperaturen (hier drei Zyklen). Grüne Kurventeile deuten auf einen aktiven Betrieb des zu untersuchenden Objekts, mit Rechtecken sind umfangreichere Funktionstests gekennzeichnet.	63
4.2. Halterung zur mechanischen Untersuchung der Experimentplatine mit den Beschleunigungssensoren Brüel & Kjær auf dem Prüfobjekt mit Sensor 1 (4393) und auf der Messhalterung mit Sensor 2 (4371). Dargestellt ist die TM1-Platine.	64
4.3. Rissbildung im Schaltmatrixmodul der Testplatine 1 nach dem Pyroschocktest mit einer maximalen Beschleunigung von 3.000 g. Die Risse (zur Verdeutlichung rot hervorgehoben) verlaufen vorrangig durch die Kavitäten mit den HF-Anschlüssen und parallel zum keramischen Deckel und der Längsrichtung der Platine.	65
4.4. Gemessene Beschleunigungswerte der Sensoren bei Sinusanregung und Resonanzsuche für das Modul 1 in Z-Richtung. Der Sollbereich der Anregung (schwarze Kurve) soll zwischen den beiden Grenzwerten (grün und rot) liegen, während die unterschiedlichen Messkurven die unterschiedlichen Sensoren auf der Platine darstellen.	66

4.5.	Die linke Abbildung zeigt einen Ausschnitt der TM2-Testplatine mit dem aufgeklebten Schaltmatrixmodul, dem Kovardeckel sowie den Adaptern auf Mini-SMP-Steckverbinder. Während der mechanischen Untersuchung waren zusätzlich die beiden Beschleunigungssensoren auf dem Träger montiert. Die rechte Seite zeigt den Blick in die geöffnete Thermal-Vakuum-Kammer, die für die thermischen Tests genutzt wurde. Dabei sind alle Experimentplatten gleichzeitig auf dem Kronstein angeordnet und werden über eine Vielzahl von Mess- und Steuerleitungen sowie Temperatursensoren kontaktiert.	68
4.6.	Darstellung des räumlichen Spannungszustands eines Volumenelements mit den Komponenten der Normalspannungen σ und Tangentialspannungen τ (frei nach [167])	70
4.7.	Simulationsmodell zur numerischen Bestimmung der mechanischen Spannung durch thermische Beanspruchung. Die maximal auftretende Spannung ergibt sich in den Kavitäten nahe der Kante der Trägerplatine. Der Ausschnitt (rechte Abbildung) zeigt die Verteilung der mechanischen Spannung innerhalb der Schaltmatrix-Kavität.	73
4.8.	Darstellung der Vergleichsspannung nach Mises für unterschiedliche Varianten der Aufbau- und Verbindungstechnik nach Tabelle 4.7 sowie der Vergleich mit der neuen TM2-Schaltmatrix (Simulation 17) bei gleicher Anregung. Ausfälle traten oberhalb von Spannungen von $2,2 \cdot 10^8$ Pa auf (rote Symbole), erfolgreiche Tests liegen unterhalb von $1,3 \cdot 10^8$ Pa (grüne Symbole) und rein theoretische Varianten (schwarz) vervollständigen die Varianten. Der Bereich zwischen den beiden horizontalen Linien stellt die Grenze der maximal zulässigen Spannung dar. Zusätzlich wird durch das Symbol das Trägerplattenmaterial gekennzeichnet.	75
4.9.	Überhöhte Darstellung der mechanischen Verformung der Trägerplatine bei der Modalanalyse in z-Richtung. Der erste Schwingungs-Mode bildet eine maximale Verformung auf der matrixabgewandten Seite mittig zwischen den beiden Befestigungsschienen aus.	76
4.10.	Das Struktur- und Thermalmodell der KERAMIS-Nutzlast (links) und die S-Band-Box (rechte Seite). Die elektrische Verbindung erfolgt über koaxiale Kabel und D-SUB-Steckverbinder.	76
4.11.	Die EQM-Platine des Schaltmatrixexperiments auf einer vergoldeten Kovarträgerplatine und einem vierlagigen Verdrahtungsträger RT/duroid 6002. Die LTCC-Module wurden leitfähig aufgeklebt und sämtliche Signal- und Steuerverbindungen über Bonddrähte hergestellt.	77
4.12.	Labormodell der PFM-Platine. Aufgrund der schnelleren Verfügbarkeit und der Unabhängigkeit der guten HF-Eigenschaften des Trägermaterials konnte durch den Einsatz dieser Platine eine frühzeitige Überprüfung der finalen Software und der Funktionstest der Module erfolgen.	78
4.13.	Die PFM-Platine aus Kovar mit dem Verdrahtungsträger RT/duroid 6002, FPGA und den LTCC-Modulen Schaltmatrix, VCO-Modul, Detektor und Diodentreiber. Die Masse der komplett bestückten Platine beträgt 382 g.	79

5.1.	Die Verifikation des Experiments erfolgt über die sequentielle Abarbeitung einer Liste von Messungen, die im Regime festgelegt werden. Jede Zeile des Regimes entspricht einem automatischen Parametersweep, dessen Parameter über Verweise auf den Konfigurationsbereich festgelegt werden.	82
5.2.	Typischer Messablauf mit drei verschachtelten Schleifen, die für unterschiedliche Eingangsspannungen U , digitale Signale V und Pfade P Messwerte aufnehmen. Die Parameter des Messablaufs werden aus dem Verweis des Regimes auf die Konfiguration ermittelt.	83
5.3.	Aufbau der KERAMIS-Nutzlast mit den beteiligten Experimentplatinen, die über eine Backplane mit der gemeinsamen Spannungsversorgung verbunden sind. Über das Steuerboard erfolgt die Kommunikation mit dem Nutzlastversorgungssystem.	84
5.4.	Messaufbau für die Untersuchung der Temperatur-, Druck- und Versorgungs- spannungsabhängigkeit der elektrischen Parameter der entwickelten LTCC- Module. Die verwendeten Messgeräte Netzwerkanalysator (1), Signalgen- erator (2) und Spektrumanalysator (nicht im Bild) dienen der Charakter- isierung und Versorgung der Module im evakuierbaren Waferprober (3). Über einen PC (8) werden Temperatur (6) und Druck (5) sowie die Ver- sorgungsspannungen (7) eingestellt und gemessen. Der Monitor (4) zeigt die Kontaktierung einer koplanaren Leitung mit einer HF-Messspitze.	85
5.5.	Schematischer Aufbau der Kalibrierumgebung. Der PC kontrolliert alle Messgeräte und verändert die Umweltbedingungen sowie Versorgungs- spannungen. Je nach zu untersuchendem Objekt (DUT) werden verschiedene Messgeräte eingesetzt. Im evakuierten Waferprober wird die Temperatur verändert und alle Messabläufe werden von einem LabVIEW-Programm gesteuert und Messdaten aufgezeichnet.	86
5.6.	Die S-Parameter der Schaltmatrix für alle Pfade zeigen eine geringe Vari- ation zwischen den Pfaden und eine gute Anpassung über das Ka-Band (Downlink).	87
5.7.	Abhängigkeit der Detektorspannung von der HF-Eingangsleistung und der Eingangsfrequenz (linke Darstellung). Der Einfluss einer Temperaturän- derung von 10 K (rechte Darstellung) ergibt einen Fehlerwert $\leq 10\%$ (siehe obere Fläche). Durch die Verwendung einer Korrektur, die auf Messwerten benachbarter Temperaturen beruht, kann eine Verbesserung erreicht wer- den (untere Fläche, Fehler $\leq 2\%$).	88
5.8.	Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz der verwendeten VCOs von der analo- gen Steuerspannung. Messwerte sind mit Kreisen gekennzeichnet, die kon- tinuierliche Linie basiert auf einem Polynom fünften Grades. Der Kurven- verlauf des IHP-VCO ist für den digitalen Eingangswert null aufgenommen.	88
5.9.	Abhängigkeit der Ausgangsleistung und Ausgangsfrequenz des IHP-VCO vom digitalen Eingang und der analogen Steuerspannung zwischen 0 und 3 V mit einer Schrittweite von 0,5 V (linke Darstellung). Darstellung der Beziehung zwischen Ausgangsfrequenz und digitalem Eingang für zwei analoge Steuerspannungen.	89

5.10.	Temperatureinfluss auf die Ausgangsfrequenz und den Ausgangspegel des Hittite-VCO für einen typischen Bereich von -10 bis 25 °C, wobei jeweils die Messung bei 10 °C als Referenz diene.	90
5.11.	Start der Sojus-Trägerrakete mit einer Fregat-Oberstufe vom Weltraumbahnhof Baikonur. Fünf Satelliten wurden so auf ihre jeweiligen Umlaufbahnen transportiert. An Bord befindet sich das Schaltmatrixexperiment als Teil der KERAMIS-Nutzlast im TET-1 Satelliten.	91
5.12.	Organisation der Messdaten beginnend mit dem Einlesen der Messdatei und zusätzlichen Quellen, das anschließende Erzeugen einer Datenstruktur A, die in einer hierarchischen Struktur sämtliche Kenngrößen ablegt und um abgeleitete Messdaten wie reale Pegel und Frequenzen ergänzt, die sich aus der Korrektur der Messdaten ergeben.	92
5.13.	Grafische Oberfläche des Matlabprogramms zur Filterung und Aufbereitung der erfassten OOV-Daten des Schaltmatrixexperiments.	93
5.14.	Einfluss der Temperatur auf eine ausgewählte Detektorspannung (blaue Messpunkte, linke Abbildung). Aufgrund der linearen Abhängigkeit kann eine einfache Korrekturfunktion verwendet werden, um diesen Effekt weitestgehend zu eliminieren. Die korrigierten Daten (rote Messpunkte, linke Abbildung) weisen keine ausgeprägte Abhängigkeit von der Temperatur mehr auf. Durch Korrektur dieses Einflusses reduziert sich die Variation der Messgröße auch über die Missionsdauer (rechte Abbildung).	93
5.15.	Temperaturkompensierter Betrag der Einfügedämpfung für die beiden Experimentplatinen und über die beiden, durch die VCO-Module vorgegebenen, Frequenzbereiche. Die Variation der Einfügedämpfung für die jeweiligen Frequenzpunkte resultiert aus den verschiedenen charakterisierten Pfaden.	94
5.16.	Verlauf der Versorgungsspannungen und deren Ströme bei Betrieb des Experiments 1 der KERAMIS-Nutzlast für die beiden Platinen über der bisherigen Missionsdauer.	95
6.1.	Die Kombination von drei Stufen eines Clos-Netzwerks ermöglicht bei ausreichend großer Anzahl von Elementen in der mittleren Ebene eine nicht-blockierende Topologie. Die N Eingangsgrößen werden über k-Zwischenstufen auf N Ausgänge übertragen, so dass neue Verbindungen während des Betriebs ohne Beeinträchtigung bestehender Verbindungen zugeordnet werden können.	98
6.2.	Aufbau eines Crossbar-Schalters mit dem nominal rekonfigurierbaren Schaltbereich (blau umrandeter Bereich). Jeder der Kreuzungspunkte enthält zwei Koppler sowie jeweils einen Verstärker und Schalter (der rechte Teil entspricht dem rot umrandeten Teil). Durch zusätzliche Knoten und Verstärker kann im Fehlerfall eine Übertragung der Signale sichergestellt werden (grün umrandeter Bereich).	100

6.3.	Beneš-Netzwerk für acht Ein- und Ausgänge. Im Inneren besteht das Netzwerk aus zwei 4×4 -Blöcken (blaue Rahmen), die wiederum aus jeweils sechs 2×2 Modulen bestehen. Insgesamt werden 5 Stufen und 20 2×2 Schaltmodule benötigt.	101
6.4.	Vergleich der benötigten Schalteranzahl bei gegebener Anzahl von Eingängen N für unterschiedliche Topologien. a) Mit zunehmender Komplexität von Clos-Netzwerken kann bei vielen Ein-/Ausgängen eine Reduzierung der benötigten Schalter erreicht werden. b) Durch die Integration zusätzlicher Schalter in ein Beneš-Netzwerk kann eine strikt nicht-blockierende Funktion erreicht werden.	103
6.5.	Grafische Darstellung der Konfiguration einer 4×4 Schaltmatrix, die aus acht SP4T-Schaltern aufgebaut ist. Die Farbe der Leitungen an den Eingängen E_i , den Verbindungsstellen und den Ausgängen A_j , verdeutlichen die aktuelle Konfiguration (schwarz sind isolierte Leitungen).	104
6.6.	Schematische Darstellung der möglichen Verbindungen zwischen den Eingängen E_i und den Ausgängen A_j über die einzelnen Schaltmodule SM_x zu einem Gesamtsystem mit der Komplexität 8×8 . Die genutzten Pfade sind entsprechend den Eingangssignalen farblich hervorgehoben, schwarze Verbindungen werden in dieser Konfiguration nicht verwendet und sind von den Nutzsignalen isoliert.	105
6.7.	Schematische Darstellung der möglichen Verbindungen zwischen den Eingängen E_i und den Ausgängen A_j über die einzelnen Schaltmodule SM_x zu einem Gesamtsystem mit der Komplexität 16×16 . Die genutzten Pfade sind entsprechend den Eingangssignalen farblich hervorgehoben, schwarze Verbindungen werden in dieser Konfiguration nicht verwendet und sind von den Nutzsignalen isoliert.	109
6.8.	4×4 -Schaltmatrixmodul mit Mini-SMP-Steckverbindern und Zirkulatoren, die für die Implementierung eines Redundanzpfads eingesetzt werden können. Durch die koaxialen Steckverbinder lassen sich Funktionsüberprüfungen und Burn-In-Tests einfach durchführen.	112
6.9.	Verbesserung des Ausfallverhaltens durch parallelen Betrieb von Schaltmatrizen in M-Ebenen und Speisung mit N 1:M Leistungsteilern.	113
6.10.	Aufbau eines Schaltmatrixgeräts basierend auf dem vorgestellten 4×4 Schaltmatrixmodul auf einem Mehrlagensubstrat RT/duroid 6002 in einem Gehäuse mit koaxialen Schnittstellen. Über die D-Sub-Steckverbinder erfolgt die Spannungsversorgung, Konfiguration und Statusabfrage der Schaltmatrix. Die Aufbau- und Verbindungstechnik basiert auf den Ergebnissen der Raumfahrtverifikation in Kapitel 4.	115
6.11.	Platine des KERAMIS-GEO Breadboards für die erste Verifikation der rekonfigurierbaren Schaltmatrix der vierten Generation.	116
6.12.	Verwendung von acht koaxialen Schaltern und Kabeln um eine 4×4 Schaltmatrix zu realisieren. Die Abmessungen ergeben sich aus den Koaxialschaltern und das zusätzliche Volumen für die Verbindung der Elemente.	117

6.13.	Beispiel für den Einsatz von Spot-Beam-Antennen für die lokale Signalversorgung und die Möglichkeit gezielter Datenvermittlung zwischen den jeweiligen Sende- und Empfangszonen (nach [204]). Der rechte Teil zeigt den schematischen Aufbau des Satelliten mit der Mikrowellenschaltmatrix, der Basisbandverarbeitung und Kontrolleinheit zwischen den beiden Empfänger- und Senderblöcken. Eine rekonfigurierbare Verbindung zwischen den Empfangs- und Sendeantennen ist so möglich.	120
B.1.	Gemessene Beschleunigungswerte der Sensoren bei Sinusanregung für das Modul 1 in den Raumrichtungen X (türkis), Y (blau) und Z (pink) sowie die Kontrollmessung (schwarz). Der Sollbereich der Anregung soll zwischen den beiden Grenzwerten (grün und rot) liegen. a) - c) zeigen die Sinusanregung für Modul 1 in X-, Y- und Z-Richtung, c) - f) zeigt das Verhalten bei Rauschanregung für die drei Raumrichtungen.	148
B.2.	Gemessene Beschleunigungswerte der Sensoren bei Resonanzsuche und Pyroschockanregung für das Modul 1 in den Raumrichtungen X (türkis), Y (blau) und Z (pink) sowie die Kontrollmessung (schwarz). Der Sollbereich der Anregung soll zwischen den beiden Grenzwerten (grün und rot) liegen. a) - c) zeigen die Resonanzsuche für Modul 1 in X-, Y- und Z-Richtung, d) - f) zeigen das Ergebnis der Pyroschockanregung der drei Raumachsen.	149
B.3.	Messkurven der mechanischen Untersuchung der zweiten TM1-Testplatte bei Sinus- und Rauschanregung und für alle drei Raumrichtungen.	150
B.4.	Messkurven der mechanischen Untersuchung der zweiten TM1-Testplatte bei Resonanzsuche und Pyroschockbelastung in den drei Raumrichtungen.	151
B.5.	Kontaktierung der keramischen Module für allgemeine Charakterisierung bei Raumtemperatur erfordert die Verwendung der Bondpads. Die Positionierung der Spitzen und koplanaren HF-Messspitzen wurde unter dem Mikroskop vorgenommen. Durch die Verwendung der Spitzen konnte zerstörungsfrei getestet werden und die gleichen Kontaktflächen konnten später für Bondverbindungen genutzt werden.	152
B.6.	Allgemeiner Ablauf einer Messung. Nach dem Fehlertest wird die Befehlsliste <i>Regime</i> abgearbeitet und in Abhängigkeit das Programm Modul aufgerufen. Die Abarbeitung wird nur bis Zeile <i>Pos_Max</i> ausgeführt und je nach Wert von WDH wiederholt.	153
B.7.	Programmablaufplan der Initialisierungstests. Dazu wird ein, bei funktionierender Kommunikation, bekannter Referenzwert erfasst und das Ergebnis für beide Experimentplatten in die Ausgabedatei geschrieben.	154
B.8.	Jede Zeile des Regimes enthält einen Verweis auf eine Konfiguration und einen zu verwendenden Messmodus, der entsprechend auf unterschiedlich Programme verweist, denen wiederum die jeweilige Konfiguration übergeben wird.	156

B.9. Programmablaufplan der Messroutine, die über die Bezeichnung Programm 6 gekennzeichnet ist. Im Kern wird für jede Konfiguration ein fester Bereich der analogen Eingangsspannung U durchlaufen für unterschiedliche digitale Eingangswerte V und Pfade P	157
B.10. Programmablaufplan der Messroutine, die über die Bezeichnung Programm 7 gekennzeichnet ist. Im Kern werden für jede ausgewählte Kombination von analoger Eingangsspannung U und Digitalwert D alle gewünschten Pfade P gemessen.	158
B.11. Programmablaufplan des allgemeinen Messablaufs einer Regimezeile aus NVS-Sicht. Die Werte für analoge Eingangsspannung U , digitalen Eingang V und Pfad sowie die Einstellungen für Verzögerung und Wiederholung werden aus dem Konfigurationsbereich gelesen und anschließend an die Messroutine übergeben. Danach wird eine Verzögerung eingestellt das Programm nach mehrfacher Abarbeitung beendet.	159
B.12. Ablauf der Messung aus Sicht des FPGA, der in Abhängigkeit der Eingangsparameter die Konfiguration des Experiments übernimmt. Dabei werden nicht benötigte VCOs abgeschaltet und anschließend alle Messgrößen erfasst und weitergeleitet.	160
B.13. Konfiguration der Diodentreiber in Abhängigkeit der gewünschten Pfadkonfiguration. Dazu sind 16 Einträge je Diodentreiber notwendig und vermeiden so, dass die Eingangswerte manuell pro Konfiguration angegeben werden müssen.	161
B.14. Einstellbare Verzögerung zwischen den jeweiligen Messschritten. Dabei kann über drei Bit ein großer Bereich von Zeiten zwischen 10 ms und 16 Minuten definiert werden. Wird Bit[1] nicht gesetzt, ergibt sich keine zusätzliche Verzögerung (Normalbetrieb).	162
B.15. Ermittlung der Konfigurationen aus dem Steuer- und Datenwort, welches vom NVS an das Experiment-FPGA übertragen wird.	163
B.16. Struktur des Labview-Programms zur automatischen Ausführen der Ringresonatormessungen für die Permittivitätsbestimmung. Die Ansteuerung des Netzwerkanalysators ermöglicht eine effektive Untersuchung mit hoher Auflösung. Zusätzlich wird ein Messprotokoll erstellt, welches die gesuchten Kenngrößen, Grafiken und Messparameter enthält.	166
B.17. Einfluss der Anpassungsfaktoren auf die Resonatorkurve. Diese werden automatisch bestimmt um die Summe der Fehlerquadrate als Differenz zur Messung zu minimieren. Direkt ablesbar sind die Güte C_3 und Resonanzfrequenz C_4	167
B.18. Realisierung einer 12×12 Schaltmatrix mit Leistungsteilern und einem einstufigem Ansatz, bei dem neun 4×4 Schaltmatrixmodule benötigt werden. Die gewählte Darstellung verdeutlicht die Ebenenabhängigkeit der Ausgänge, deren Leitungen sich ebenfalls häufig kreuzen, wenn die Schaltmatrixmodule nicht übereinander platziert werden.	168

Tabellenverzeichnis

2.1.	Ergebnis der Materialuntersuchung bei 20 GHz mit zwei Messverfahren als Grundlage des anschließenden Entwurfsprozesses.	22
2.2.	Grundlegende Kenngrößen bei der Berechnung von Satellitenbahnen. Das Produkt aus γ und m_e bestimmt die Größe der Gravitationskraft auf Satelliten, T_s ist die Länge des siderischen Tages und r_e der Radius der Erde.	36
2.3.	Klassifikationsmöglichkeit von Satelliten anhand der Orbithöhe und Bahnform sowie den daraus resultierenden Eigenschaften. Mit zunehmender Bahnhöhe verlängert sich die Zeit T_{sicht} , in der direkter Sichtkontakt besteht, bei gleichzeitiger Vergrößerung der Signallaufzeit.	37
2.4.	Mechanische Randbedingungen der Umwelttests. Je nach Frequenzbereich werden diskrete Auslenkungen, Beschleunigungswerte oder spektrale Leistungsdichten (PSD) angegeben. Die Werte orientieren sich an Standardvorgaben nach ECSS bzw. werden an das geplante Trägersystem angepasst.	39
2.5.	Testbedingungen für die Thermal-Balancing und Thermal-Cyclingtests nach der TM2-Testspezifikation. Eine Darstellung der Temperaturverläufe und die Kennzeichnung der Einschaltpunkte findet sich in Abbildung 4.1.	40
2.6.	Auswahl aktueller Satelliten, die Dienste im Ka-Band anbieten und den Trend zu höheren Datenraten verdeutlichen.	41
3.1.	Charakteristische Eigenschaften der im VCO-Modul verwendeten Oszillatoren. Der IHP-Oszillator erlaubt neben der analogen Steuerspannung auch das Einstellen der Ausgangsfrequenz über vier digitale Eingänge.	54
4.1.	Auswahl von Modellen, deren Kurzbezeichnung und prinzipielle Funktion, die im Rahmen einer Verifikation Anwendung finden können [161]. Im oberen Bereich der Tabelle sind allgemeine Modelle aufgelistet, die eine abstrakte Repräsentation der Komponenten, Nutzlasten oder des ganzen Satelliten darstellen. Für die Untersuchung der Aufbau- und Verbindungstechnik sowie den elektrischen Funktionsnachweis sind die Modelle im unteren Bereich der Tabelle wesentlich.	60
4.2.	Die Einstufung des Reifegrades von Technologien, Komponenten und Modulen kann anhand der TRL-Stufen erfolgen [162].	61
4.3.	Vergleich der Resonanzfrequenzen der TM1 und TM2-Platine vor und nach Sinus- und Rauschbelastung für die drei Raumrichtungen.	65

4.4.	Die Ergebnisse der Untersuchung der mechanischen Stabilität der TM1-Modelle. Die beiden Trägermaterialien Kovar und Aluminium wurden teilweise mit und ohne Verdrahtungsträger RT/duroid 6002 verwendet und die Schaltmatrixmodule in unterschiedlichen Konfigurationen montiert. Die Ausfälle ergaben sich teilweise sowohl bei mechanischer Belastung als auch während der Montage auf dem Träger.	66
4.5.	Die Ergebnisse der Untersuchung der mechanischen Stabilität der Zusatztests (TM1a-Modelle). Die beiden Trägermaterialien Kovar und Aluminium wurden teilweise mit und ohne Verdrahtungsträger RT/duroid 6002 aufgebaut und die Schaltmatrixmodule in unterschiedlichen Konfigurationen montiert. Die Ausfälle ergaben sich sowohl bei mechanischer Belastung als auch während der Herstellung.	67
4.6.	Übersicht verschiedener Materialparameter, die die Grundlage der thermischen und mechanischen Simulationen bilden (Angaben in Klammern wurden aus den gegebenen Werten berechnet). Die Trägermaterialien unterscheiden sich vor allem hinsichtlich der thermischen Ausdehnungskoeffizienten, Elastizitätsmodule und der thermischen Leitfähigkeit [9, 49, 152–154].	72
4.7.	Zusammenstellung der berechneten mechanischen Maximalspannung der untersuchten Schaltmatrixmodule unter Verwendung unterschiedlicher Aufbau- und Verbindungstechniken und Modulgeometrien. Die Spalte Modul gibt an, ob der Simulationsaufbau physisch getestet wurde oder nur Ergebnisse der Simulation vorliegen. Die Verwendung eines Deckels erhöht die mechanische Belastung, ist aber für Raumfahrtanwendungen aufgrund der ungehäusten Schaltkreise erforderlich.	74
6.1.	Zahl von SPST-Schaltern, die an den Leitungskreuzungen von Clos-Netzwerken eingesetzt werden müssen, um ein nicht-blockierendes Schaltverhalten zu ermöglichen. Die Zahl der Abschnitte s muss in Abhängigkeit von der Zahl der Eingänge N gewählt werden, um eine geringe Zahl von Schaltern zu erzielen (jeweils mit $n = \sqrt{N}$).	99
6.2.	Anzahl der benötigten Schalter für die Realisierung einer quadratischen Schaltmatrix $N \times N$ als Beneš-Netzwerk. Die Anzahl der Schalter, die nacheinander durchlaufen werden, ist in der Spalte „sequentielle Schalter“ angegeben und bestimmt die Einfügedämpfung eines Pfades. Beim parallelen Einsatz mehrerer Schaltmatrizen werden zusätzliche Elemente benötigt. Deren Anzahl ist in der Spalte „Cantor-Netzwerk“ angegeben. .	102
6.3.	Zahl der verbleibenden Konfigurationsmöglichkeiten einer 8×8 Schaltmatrix basierend auf einem Aufbau nach Abb. 6.6 und einem Fehler eines Ein-/Ausgangsschalters der beiden Schaltmatrixmodule SM1 und SM2 am Eingang bei unterschiedlicher Ausgangskonfiguration mit sieben simultan zu übertragenden Signalen.	106

6.4.	Zahl der verbleibenden Konfigurationsmöglichkeiten einer 8×8 Schaltmatrix basierend auf einem Aufbau nach Abb. 6.6 und einem Fehler eines Ein-/Ausgangsschalters der Schaltmatrixmodule SM3 - SM6 bei unterschiedlicher Ausgangskonfiguration mit sieben simultan zu übertragenden Signalen.	108
6.5.	Zahl der verbleibenden Konfigurationsmöglichkeiten einer 16×16 Schaltmatrix basierend auf einem Aufbau nach Abb. 6.7 und einem Fehler eines Ein-/Ausgangsschalters der Schaltmatrixmodule SM1 bis SM12 bei unterschiedlicher Ausgangskonfiguration mit sieben simultan zu übertragenden Signalen.	110
6.6.	Zahl verbleibender Konfigurationen bei Verwendung eines beliebigen transparenten Redundanzkonzepts und Ausfall eines kompletten Schaltmoduls. Kritisch sind Ausgangskonfigurationen ab drei Kreuzungen und Fehler in den Modulen SM3 und SM4 in Abb.6.6.	112
6.7.	Die Anzahl der gültigen Konfigurationen zweier 4×4 Schaltmatrizen, die über 1:2 Leistungsteiler am Eingang parallel geschaltet sind und deren Ausgänge phasenrichtig kombiniert werden. Die Anzahl der gültigen Lösungen wird durch die Anzahl der am Ausgang verfügbaren Leistungsanteile kategorisiert.	114
6.8.	Vergleich typischer Eigenschaften der Schaltmatrizen, die auf PIN-Dioden oder Koaxialschaltern basieren und deren grundlegende Schaltelemente für eine exemplarische Konstellation nach Abb. 6.10 und 6.12. Der Betrag der Einfügedämpfung bei 20 GHz beträgt zwischen 3,2 und 6 dB für die 4×4 Matrix während die Isolation der jeweiligen Komponenten und Systeme über 70 dB liegt.	116
B.1.	Bei Auftreten eines zweiten Fehlers verändern sich die Lösungsmöglichkeiten, die verbleibenden sechs Eingangssignale erfolgreich zu vermitteln. Die beiden fehlerhaften Ausgangssignale werden mit 0 gekennzeichnet. . . .	164
B.2.	Bei Auftreten eines zweiten Fehlers verändern sich die Lösungsmöglichkeiten, die verbleibenden sechs Eingangssignale erfolgreich zu vermitteln. Kritisch sind vor allem die Ausgangsmodule mit vier Signalen sowie die an Kreuzungen beteiligten mittleren Module.	165

Danksagung

Hiermit möchte ich mich bei den Personen bedanken, die mich wesentlich während der Erstellung dieser Arbeit und der Erarbeitung der Inhalte unterstützt haben.

Als steten Ansprechpartner und wissenschaftlichen Betreuer während der Projekte KERAMIS 2, KERAMIS-GEO und OK-Tech möchte ich zuerst meinem Doktorvater Prof. Dr. M. A. Hein für seine Energie und Unterstützung danken, für die Diskussionen und Anregungen sowie für die Geduld beim Überarbeiten der Veröffentlichungen.

Zusätzlich boten sich mir während meiner Arbeit am Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik mehrmals Möglichkeiten mich an der Organisation und Ausrichtung wissenschaftlicher Seminare und Konferenzen zu beteiligen, wofür ich trotz des erheblichen damit verbundenen Arbeitsaufwands dankbar bin.

Die zeitlichen Randbedingungen der Arbeit an der Satellitennutzlast waren herausfordernd und dennoch war die Zusammenarbeit mit den Partnern des Forschungskonsortiums KERAMIS stets angenehm und effizient. Durch die Unterstützung der beteiligten Industriepartner und deren Expertise wurde eine erfolgreiche Bearbeitung der Arbeiten erst ermöglicht, so dass allen hiermit mein ausdrücklicher Dank gilt, ohne alle Partner oder deren wertvolle Beiträge einzeln aufzulisten.

Über die finanzielle Förderung und die Unterstützung bei der Bearbeitung der Forschungsprojekte möchte ich auch explizit dem Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt und stellvertretend unseren Ansprechpartnern Herrn Dr. S. Voigt und Frau Dr. A. Pagels-Kerp danken.

Darüber hinaus bin ich allen Mitgliedern des Fachgebiets zu Dank verpflichtet, denn viele Gespräche und Diskussionen waren nicht nur fachlich hilfreich, sondern haben zu einer angenehmen Arbeitsatmosphäre beigetragen. Hervorzuheben sind Dr.-Ing. J. Trabert, der mich ursprünglich für die Thematik Schaltmatrix begeisterte und anschließend auch bei fachlichen Problemen stets behilflich war und wesentlichen Anteil am Entwurf des keramischen Schaltmatrixmoduls hat. Für die Ideen und die Unterstützung bei der kurzfristigen Umsetzung mechanischer Aufbauten und Messvorrichtungen möchte ich mich besonders auch bei Dipl.-Ing. (FH) M. Zocher bedanken.

Dipl.-Ing. D. Stöpel möchte ich danken, da er mich wesentlich im Projekt KERAMIS 2 und darüber hinaus bei der Umsetzung meiner Ideen in keramische Module unterstützte und dafür sorgte, dass viele Testmuster kurzfristig hergestellt und untersucht werden konnten. Die mechanischen TM1a-Zusatztests sind beispielsweise von ihm durchgeführt worden und ermöglichten daher eine kurzfristige Iteration der Entwürfe, was angesichts der vielen einzuhaltenden Termine wichtig für die erfolgreiche Projektbearbeitung war. Darüber hinaus möchte ich allen Kollegen des Fachgebiets, aber im Besonderen Dipl.-Ing. H. Bayer, Dipl.-Ing. A. Krauß, Dipl.-Ing. F. Wollenschläger, Dr.-Ing. C. Volmer, Dr.-Ing. K. Blau, Dipl.-Ing. K. Brückner, Dipl.-Ing. G. Vogt und M. Huhn, für ihre

Unterstützung und die gemeinsame Zusammenarbeit danken. Außerdem verdanke ich meinen Kollegen anderer Fachgebiete, namentlich Dipl.-Ing. T. Haddad, Dipl.-Ing. J. Jebramcik, Dr.-Ing. B. Ebert und Dr.-Ing. I. Haverkamp unzählige wertvolle, und oft unterhaltsame Diskussionen.

Für Korrekturvorschläge, das kritische Lesen der Arbeit und zahlreiche fachliche Diskussionen möchte ich mich hiermit bei Dr.-Ing. R. Stephan und Dr. A. Frommhold bedanken.

Zuletzt, aber mit dem größten Unterstützungsanteil, möchte ich mich bei meiner Familie und speziell meiner Freundin C. Röding bedanken, die mich stets unterstützt haben. Durch ihre motivierende Unterstützung haben sie einen unverzichtbaren Anteil an dieser Arbeit.

Kurzfassung

Die Informations- und Kommunikationstechnik ist einer der wesentlichen Grundpfeiler der technischen Entwicklung und Innovation des vergangenen 20. Jahrhunderts, die alle Bereiche der Gesellschaft betrifft und einem dynamischen Wachstum unterliegt. Für die Erschließung geografisch abgelegener Gebiete mit Kommunikationsinfrastruktur, Versorgung im Krisenfall, Broadcast-Angebote wie Fernsehen, Wetterbeobachtung und Radar, kartografischen Diensten usw. werden vor allem satellitengestützte Systeme eingesetzt. Um aktuelle Technologien und Bauteile, die in typischen industriellen Anwendungen und der Konsumelektronik bereits breite Nutzung finden, in der Raumfahrt einsetzen zu können, bedarf es des Nachweises der Raumfahrtqualifikation aller beteiligten Komponenten. Typische Randbedingungen eines geostationären Kommunikationssatelliten sind vorwiegend seine Lebensdauer von mindestens 15 Jahren, zuverlässige Funktion unter harschen Umweltbedingungen in Form von erhöhter Strahlungsbelastung, permanenten Temperaturzyklen und Vakuum.

Da nicht alle Herstellungstechnologien eine Raumfahrtnutzung ermöglichen, und der erforderliche Qualifikationsprozess aufwendig und mit hohem finanziellen Aufwand verbunden ist, beträgt die zeitliche Verzögerung je nach Technologie typischerweise mehrere Jahre oder Jahrzehnte und wird nur bei großen zu erwartenden Vorteilen durchgeführt. Die Kosten für den Transfer eines Satelliten auf eine geostationäre Umlaufbahn belaufen sich beispielsweise auf etwa 20.000 - 36.000 US\$/kg in Abhängigkeit von der Gesamtmasse des Systems (Stand 2003 [1]). Auch wenn diese Relation im Jahr 1963 noch circa 550.000 US\$/kg betrug, verbleiben die daraus resultierenden wesentlichen Motivationsfaktoren der Weiterentwicklung der Satellitentechnik: die potentielle Reduzierung von Masse und Volumen, das Erschließen neuer Funktionen, die Steigerung der Leistungsfähigkeit und damit die Erhöhung der Funktionsdichte.

Die *Low Temperature Co-fired Ceramics*-Technologie (LTCC) basiert auf keramischen Materialien, die bereits bei Temperaturen um 850 °C gesintert werden, im Gegensatz zu den Hochtemperaturkeramiken (HTCC) mit Sinteremperaturen um 1700 °C. Dabei können durch dreidimensionale Integration passiver Leitungsstrukturen kompakte Module hoher Funktionsdichte und geringer Masse realisiert werden, so dass diese Technologie vielversprechend für den Einsatz in Satellitensystemen ist. Neben der Miniaturisierung bietet die LTCC-Technologie zusätzlich die Möglichkeit, als hermetisches Gehäuse für integrierte Schaltkreise zu dienen und infolge der geringen dielektrischen Verluste auch für Anwendungen im Mikrowellen-Frequenzbereich eingesetzt zu werden.

Aufgrund der technologischen Herstellungsverfahren ergeben sich unter anderem prozessbedingte Abweichungen der Abmessungen metallischer Strukturen. Die Berücksichtigung dieser Streuung im Entwurfsprozess zusammen mit der genauen Kenntnis der prozessabhängigen Materialparameter stellt eine wichtige Voraussetzung dar, um den-

noch eine hohe Ausbeute und eine gute Übereinstimmung zwischen Messdaten und Simulationsergebnissen zu erzielen. Die Herangehensweise wird am Beispiel einfacher Leitungen diskutiert und kann auf komplexe Systeme mit vielen Parametern angewandt werden.

Um die Tauglichkeit dieser Technologie für Raumfahrtanwendungen nachzuweisen, wurden Arbeiten in den Forschungsprojekten KERAMIS (Keramische Mikrowellenschaltkreise für die Satellitentechnik), KERAMIS II und deren Nachfolgern KERAMIS-GEO und OK-Tech durchgeführt bzw. dauern an. Im Projekt KERAMIS wurde eine 4×4 Ka-Band Schaltmatrix entworfen und deren genereller Funktionsnachweis erbracht [2]. Im Rahmen dieser Arbeit wird auf die darauf aufbauenden Entwicklungen, den Entwurf, die Optimierung und den Qualifikationsprozess eines Schaltmatrixexperiments eingegangen. Dabei werden die aufgebauten Modelle vorgestellt und die Ergebnisse der Umwelttests ausgewertet und iterativ Optimierungen am Modul sowie der Aufbau- und Verbindungstechnik vorgenommen. Die Resultate der mechanischen Untersuchung werden mit numerischen Methoden nachvollzogen und dadurch die Richtigkeit der Anpassungen bestätigt. Durch die Kombination von numerischen Verfahren mit den obligatorischen elektrischen und mechanischen Tests kann der Entwurfs- und Verifikationsprozess effizient durchgeführt werden.

Aufbauend auf den grundlegenden keramischen Modulen wurde ein System entworfen, welches im All selbstständig Messdaten aufnimmt und so Rückschlüsse auf die Funktionsfähigkeit der Komponenten erlaubt. Im Kern dieses Experiments steht die Schaltmatrix, die dazu von HF-Quellen gespeist wird und eine aktive Signalverteilung ermöglicht. Durch die Erfassung der HF-Leistung an den Quellen und Detektormodulen kann eine pfad-, temperatur- und konfigurationsabhängige Einfügedämpfung bestimmt werden, deren zeitliche Abhängigkeit betrachtet wird. Durch die Kompensation bekannter Einflüsse können anhand der korrigierten Messdaten Aussagen über die Degradation des Funktionsverhaltens getroffen werden und dadurch im Idealfall der Nachweis der Raumfahrttauglichkeit der KERAMIS-Technologie erbracht werden. Das Schaltmatrixexperiment wurde als Teil der Nutzlast KERAMIS in den deutschen Testsatelliten TET-1 (Technologieerprobungsträger) integriert. Die einjährige OOV"=Mission (On-Orbit Verification) begann mit dem Start der Trägerrakete am 22. Juli 2012 vom Kosmodrom in Baikonur und damit die Aufzeichnung von Messdaten, die die Funktion der entwickelten Schaltungen im Erdorbit belegen. Die Struktur der Daten, deren Korrektur sowie die zurückgerechneten Eigenschaften der Schaltmatrix werden präsentiert. Anhand der bisher verfügbaren Messdaten (310 Tage Missionsdauer) konnte keine Beeinflussung des Systemverhaltens festgestellt werden. Damit ist der Tauglichkeitsnachweis der KERAMIS-Technologie für einjährige Missionen und LEO-Orbits erbracht und die Grundlage gelegt worden, um nun einen geostationären Einsatz mit längeren Missionen zu adressieren.

Darüber hinaus werden verschiedene Konzepte für die modulare Verwendung des 4×4 Schaltmatrixmoduls vorgestellt, um komplexere Schaltmatrizen aufbauen zu können. Der Einfluss von Fehlern wie auch die Erschließung neuer Anwendungsgebiete durch die Nutzung der hohen Schaltgeschwindigkeiten werden diskutiert und Anknüpfungspunkte zukünftiger Arbeiten aufgezeigt.

Abstract

The information and communication technology is one of the driving forces of technical progress and has significantly advanced developments and innovations with exponential growth over the last centuries affecting all fields of society. Especially the provisioning of remote areas with communication infrastructure, support during crisis, broadcasting services such as television, weather forecast and radar, cartographic services etc. benefit from satellite based systems. In order to utilise novel technologies in future space missions that are commonly accepted in consumer and industrial environments, all components and technologies have to prove their space capability. The main requirements of typical geostationary satellites are life expectancies of 15 years and more, reliable functionality, harsh environment in terms of ambient atmosphere, radiation, and permanent temperature cycles.

Not all existing technologies provide the potential to be adapted for space applications and the cost intense qualification process delays the utilisation of such technologies by years and sometimes decades. This process is conducted only when a large benefit can be expected. Estimated costs for the transfer of satellites to GEO orbits amounted to 20,000 - 36,000 US\$/kg in 2003 depending on the overall mass [1], and were significantly decreased from 550,000 US\$/kg in 1963. However, the potential mass and volume reduction, implementation of additional functionality, increase of performance and thereby an increase of functional density are highly eligible.

The low temperature co-fired ceramics technology (LTCC) is based on ceramic materials with low sintering temperatures of about 850 °C compared to high temperature ceramics, that sinter at about 1700 °C. Due to three-dimensional integration of passive structures, compact modules with high functional density are enabled, creating a promising basis for space applications. Additionally, the LTCC-technology allows for hermetic sealing of modules to incorporate bare dies and because of the low dielectric loss enables microwave applications.

The manufacturing process causes a variation of metal structure geometries. Taking this variation into account during the design phase as well as the knowledge of process depending material properties, they form the essential requirement to achieve high yield and good agreement between simulation and measurement. This process is described using exemplary simple transmission lines and can be adapted to complex systems with many parameters.

To prove the suitability of the LTCC-technology for space application the research projects KERAMIS, KERAMIS II were successfully conducted and continued to evolve in the succeeding projects KERAMIS-GEO and OK-Tech. A 4×4 switch matrix for the Ka-band was developed in KERAMIS (ceramic microwave circuits for satellite communications) and the general functionality was demonstrated. As part of this thesis,

the design, optimisation and qualification processes of the switch matrix experiment are discussed, which are based on these preliminary studies. The manufactured models are presented and results of environmental tests are analysed. Based on the outcome, the core module as well as the assembly and integration technology are iteratively optimised. Results of mechanical stress tests are reenacted with numerical models to verify the correctness of adaptations. The combination of numerical methods with mandatory electrical and mechanical characterisation allows for an efficient design and verification process.

Based on essential ceramic building blocks, a system was composed, that facilitates automatic measurement data acquisition to verify the functionality of the components. Core element is the switch matrix that is fed with microwave sources and allows for an active signal distribution. The measured detector voltages permit a path, temperature and configuration dependent insertion loss estimation and their time dependency is monitored. The measured data is compensated for known influences, to evaluate the degradation of the systems performance. Thereby, the suitability of the KERAMIS-technologies for space applications can be proven. The switch matrix experiment was integrated into the TET-1 (technology experiment carrier) satellite as part of the KERAMIS-payload. The one year on-orbit verification (OOV) mission started on July 22, 2012 from the cosmodrome Baikonur, Kazakhstan and since that day the measurement process began to prove functionality of the developed circuits. Data structures and the correction process are discussed in this thesis. Based on available data (310 mission days) no degradation was observed.

Furthermore, different concepts for the modular utilisation of the 4×4 switch matrix are presented to create more complex systems. The effect of single switch errors as well as extensions of the electrical functionality by exploitation of fast switching are discussed and potential optimisations and links to future works are suggested.

1. Einleitung

Unter Kommunikation wird der Austausch von Informationen verstanden, der sich über einen langen Zeitraum von einer zwischenmenschlichen Verständigungsmöglichkeit mit Gestik und Mimik über Sprache zu einem vielgestaltigen Gebiet der technischen Informationsübertragung entwickelt hat. Dieses umfasst nunmehr auch die Kommunikation zwischen allgemeinen dynamischen Systemen, zu denen auch alle technischen Strukturen gehören, die in der Lage sind, Informationen aufzunehmen, zu speichern, umzuformen etc. [3].

Aufgrund der zunehmenden Globalisierung müssen Informationen nicht nur lokal verteilt werden, sondern möglichst schnell und überall auf der Erde verfügbar sein sowie als Nachrichten und Daten ausgetauscht werden. Die bodengebundene Installation von entsprechender Infrastruktur ist aufwendig und kostenintensiv und lässt sich durch satellitengestützte Systeme sinnvoll ergänzen. Dadurch wird im Vergleich zu kabelgebundenen Systemen oder Mobilfunkzellen eine sehr große Fläche gleichzeitig versorgt und auch abgelegene Bereiche werden abgedeckt. Dabei stellen Internet, Telefonie, Navigation und Rundfunk/Fernsehen die wesentlichen Dienste dar, die durch die Allgemeinheit genutzt werden.

Der zunehmende Bedarf an größeren Datenraten erfordert höhere Bandbreiten der angebotenen Dienste. Aufgrund der hohen Auslastung der bislang genutzten Frequenzbänder (bis zum Ku-Band) kann dieser Forderung nur nachgekommen werden, indem höhere Frequenzbänder erschlossen werden. Im Rahmen dieser Arbeit liegt daher der Schwerpunkt auf Anwendungen im Ka-Band (Downlink-Frequenzbereich 17-22 GHz). Die Erschließung neuer Frequenzbänder erfordert stets eine Adaptierung und Neuentwicklung der erforderlichen Komponenten und bietet die Möglichkeit gleichzeitig innovative Technologien einzusetzen. Mit zunehmender Frequenz verschlechtert sich allerdings das Verhältnis zwischen der Wellenlänge und der Größe der Funktionselemente, so dass eine Miniaturisierung deren Abmessungen notwendig ist und damit eine Herausforderung für die Strukturauflösung darstellt.

Zielstellung und Gliederung der Arbeit

Im Rahmen dieser Arbeit wird aufbauend auf den Ergebnissen des Forschungsprojekts KERAMIS eine keramische 4×4 Schaltmatrix für den Frequenzbereich des Ka-Bands (Downlink) für ein Raumfahrtexperiment optimiert und eine automatisch arbeitende Nutzlastkomponente für einen Testsatelliten entworfen, aufgebaut und verifiziert. Auf die dazu notwendigen Modelle, Testaufbauten, Software und Konzepte wird eingegangen. Zusätzlich erfolgt der Funktionsnachweis des Systems anhand von Messdaten, die wäh-

1. Einleitung

rend der noch andauernden Satellitenmission gewonnen werden. Abschließend werden Konzepte komplexerer Schaltsysteme betrachtet, die auf dem 4×4 Schaltmatrixmodul basieren.

Die grundlegende LTCC-Technologie wird in Kapitel 2 beschrieben und es wird auf die sich daraus ergebenden und für den Entwurf wesentlichen Randbedingungen eingegangen. Diese bilden die Grundlage eines fehlertoleranten Entwurfs, der die Optimierung der elektrischen Eigenschaften mit einer Ausbeuteoptimierung verknüpft. Der Entwurf für Satellitennutzlasten erfordert die Berücksichtigung zusätzlicher Randbedingungen und den Nachweis hoher Zuverlässigkeit.

Das wesentliche Ziel der Arbeit ist der Nachweis der Raumfahrttauglichkeit der optimierten Schaltmatrix und damit der verwendeten Technologie, so dass sich Kapitel 3 den für ein Nutzlastmodul notwendigen Komponenten, deren Spezifikation, Konzeption, Entwicklung und Optimierung sowie der einzusetzenden Aufbau- und Verbindungstechnik und deren Adaptierung widmet. Die einzelnen Module werden vorgestellt, und auf die charakteristischen Eigenschaften sowie auf das Systemkonzept eingegangen. Dieses Schaltmatrixexperiment bildet dabei einen Teil der KERAMIS-Nutzlast, die in den Technologieerprobungsträger-1 (TET-1) Satelliten integriert wurde. Die daraus resultierende Technologie wird daher als KERAMIS-Technologie bezeichnet.

Den Nachweis der Raumfahrttauglichkeit mit den durchgeführten Umwelttests am Boden behandelt Kapitel 4. Ausgehend von ersten Testaufbauten, die mechanischen und thermischen Belastungstests ausgesetzt wurden, erfolgte eine Optimierung der Aufbau- und Verbindungstechnik (AVT), um deren mechanische und thermische Zuverlässigkeit zu verbessern. Für eine schnelle und kostengünstige Abschätzung dieser Zuverlässigkeit wird eine numerische Berechnung der mechanischen Vergleichsspannung aller Testaufbauten durchgeführt. Die Ergebnisse werden mit den Aussagen der Tests verglichen, um damit die Wahl der AVT für das Satellitenmodell zu bestätigen.

Kapitel 5 beschreibt die Vorbereitung der Satellitenmission, die erforderliche Planung der Versuchsreihen und die jeweils anzuwendenden Datenstrukturen. Darauf aufbauende Programme und Algorithmen auf Seiten der Experimentplatine wie auch experimentspezifische Kommunikation auf Seiten des Nutzlastversorgungssystems werden entwickelt, in Testaufbauten verifiziert und optimiert. Durch die Kombination der unterschiedlichen Module und den Effekt äußerer Einflussgrößen ergibt sich eine Veränderung der Eigenschaften in Abhängigkeit der Eingangsparameter. Dazu wurde in einem evakuierbaren Waferprober ein Messaufbau realisiert, der diese Zusammenhänge extrahiert, damit diese in die Auswertung eingebunden werden können. Nach dem Start der Trägerrakete befindet sich die Nutzlast im Weltall und liefert über verschiedene Einschaltzeiten fortlaufend Messdaten an die Bodenstation. Der Ablauf des Funktionsnachweises des Raumfahrtexperiments anhand dieser Daten und die Auswertesoftware werden beschrieben und es wird auf Ergebnisse der bisher verfügbaren Messdaten eingegangen.

In Kapitel 6 werden unterschiedliche Topologien aufgezeigt, um komplexere Schaltsysteme zu realisieren. Die modulare Verwendung der bisher behandelten 4×4 Schaltmatrix wird untersucht und die Auswirkungen auf die Zahl der gültigen Konfigurationen, das

Verhalten im Fehlerfall und auf die Abschätzung der Einfügedämpfung wird eingegangen. Aktuelle Arbeiten, die auf den Ergebnissen dieser Arbeit aufbauen und eine Nutzlast des geostationären Heinrich-Hertz-Satelliten adressieren, werden kurz vorgestellt und mögliche Anknüpfungspunkte in Form alternativer Schaltertechnologien und grundlegende Ideen des On-Board-Processing skizziert.

2. Mikrowellenentwurf, Feldberechnung und Fertigungstechnologie

In diesem Kapitel werden einige grundlegende Aspekte des Entwurfs von Mikrowellenschaltungen zusammengefasst, soweit sie die Systematik und das Verständnis der vorliegenden Arbeit betreffen. Dabei wird weitgehend auf ausführliche Herleitungen und theoretische Ansätze verzichtet und stattdessen auf Grundlagenliteratur verwiesen [4–8]. Die konkreten Entwürfe wurden mit Programmen zur numerischen Feldberechnung berechnet und dabei elektrische Parameter wie beispielsweise die Reflexionsanpassung (S_{ii}) und Einfügedämpfung (S_{ij}) optimiert. Die Realisierung von Mikrowellenmodulen geringer Stückzahlen und hoher Flexibilität favorisiert die Hybridintegration gegenüber der monolithischen Integration von Funktionseinheiten. Die Wahl der Entwurfsparameter wird signifikant von der verfügbaren Technologie beeinflusst und ist beispielsweise hinsichtlich der kleinsten Strukturgrößen limitiert. Aus diesem Grund werden nachfolgend technologische Rahmenbedingungen sowie die sich daraus ergebenden Einschränkungen und mögliche Fehlerquellen vorgestellt. Durch Abweichungen der hergestellten Strukturen von den Entwürfen ergeben sich Änderungen der elektrischen Charakteristik im Vergleich mit den Simulationswerten. Die genaue Kenntnis der realisierten Geometrie ist für den Abgleich von Simulation und Messung wesentlich. Deshalb wurde eine Methode für die Untersuchung der Strukturen basierend auf der Bildanalyse mittels Kantendetektion entwickelt, welche eine effektive Auswertung mikroskopischer Aufnahmen erlaubt.

2.1. Die „Low Temperature Co-fired Ceramics“ Technologie

Es gibt verschiedene Technologien, die eingesetzt werden können, um Strukturen für Hochfrequenzanwendungen herzustellen. Diese unterscheiden sich vorwiegend hinsichtlich der maximal verwendbaren Lagenzahl und minimalen Strukturgröße (was vorwiegend die Komplexität der Module limitiert), hinsichtlich der Permittivität, der dielektrischen und ohmschen Verluste, Temperaturstabilität, Kosten etc. Die optimale Technologie wird entsprechend den Anforderungen der Anwendung ausgewählt, wobei die Randbedingungen der technologischen Beherrschbarkeit der Herstellungsprozesse, der Verfügbarkeit von geeigneten und kompatiblen Bauteilen und Materialien, der Zuverlässigkeit sowie der resultierenden Kosten einfließen. Im Rahmen dieser Arbeit beschränkt

sich die Untersuchung und Verifikation auf die Raumfahrttauglichkeit keramischer Dickschichtsubstrate basierend auf dem Materialsystem DuPontTM 951 Green TapeTM (DP-951) [9].

Die LTCC-Technologie fasst keramische Materialien zusammen, die bei relativ niedrigen Temperaturen um 850 °C gesintert werden können. Im Gegensatz dazu liegen diese bei Hochtemperaturkeramiken zwischen 1600 und 1800 °C [10]. Dies beeinflusst die Wahl der verwendbaren Metallisierungen, da deren Schmelztemperatur nicht überschritten werden darf. Für eine höhere Verdrahtungsdichte müssen die Leitungen schmäler und die Durchkontaktierungen kleiner werden. Dies erhöht den Widerstand dieser Leitungen, so dass vornehmlich gute elektrische Leiter wie Gold und Silber verwendet werden. LTCC-Materialien weisen im Allgemeinen geringe dielektrische Verluste und thermische Ausdehnungskoeffizienten auf, die mit Halbleitermaterialien vergleichbar sind und daher eine hybride Montage von integrierten Schaltungen begünstigen [11]. Eine Einordnung der Technologie wird in [12] vorgenommen.

Die LTCC-Technologie ermöglicht die Verwendung einer hohen Anzahl von Verdrahtungsebenen und dadurch die dreidimensionale Integration passiver Elemente in kompakten Modulen. Beispiele solcher diskreten Bauelemente sind Kondensatoren, Spulen und Transformatoren [13]. Durch die Integration von passiven Strukturen in ein keramisches Modul kann die Zuverlässigkeit dieser Komponenten verbessert werden und gleichzeitig das Verhältnis von aktiven zu passiven Komponenten, die zusätzlich auf den Modulen montiert werden müssen, vergrößert werden. Typische Werte liegen bei etwa 1:15-1:30 [14, 15], wobei die Anteile von Kondensatoren und Widerständen bei etwa 40 % und 35 % liegen. Wichtig ist weiterhin die Verbindung zwischen keramischem Modul und der Trägerplatine oder dem Gehäuse, bei der Bonddrahtverbindungen sowie LGA (Land Grid Array) und BGA (Ball Grid Array) in vielen Anwendungen eingesetzt werden [16–18]. In [16] wird die Zuverlässigkeit solcher Aufbauten anhand eines eingebetteten Kondensators und eines Via-Übergangs beschrieben, in [19] wird auf verschiedene Leitungstypen und deren Realisierung eingegangen. Die erreichbare Komplexität mit 100 Lagen und 84.000 Vias wurde demonstriert [20]. Das Potential der sich aus der Verwendung der LTCC-Technologie ergebenden Miniaturisierung der Abmessungen und die Reduzierung der Masse ist anschaulich in [21] dargestellt.

Es existiert eine breite Auswahl an Anwendungen für die LTCC-Technologie wie beispielsweise Sensoren, Mikroreaktoren für Flüssigkeiten, Nutzung von optischen Schnittstellen etc. [22–25]. Verschiedene Anwendungen und das Herstellungsverfahren werden in [26] beschrieben.

Weitere Anwendungsszenarien werden mit der Anbindung keramischer Module an optische Fasern erschlossen. Es wurden bereits Datenraten von 10 Gb/s demonstriert [27]. Dabei werden die Signale zwischen Sende- und Empfängerkreisen über optische Fasern in der FR4-Platine übertragen. Ebenfalls mit der Anbindung optischer Fasern an keramische Module befassen sich [28, 29].

Die guten HF-Eigenschaften erlauben die Verwendung auch bei hohen Frequenzen, beispielsweise bei 60 GHz [30, 31] und darüber hinaus, wie in [32], wo Filter bei 750 GHz beschrieben werden.

Zunehmend werden auch integrierte mikro-elektromechanische Systeme (MEMS) entwickelt, beispielsweise optimierte Schalter für Raumfahrtanwendungen [33–35], die ähnlich kompakte Module wie andere integrierte Schalter ermöglichen, allerdings aufgrund der mechanischen Bewegung längere Schaltzeiten aufweisen. Vorteile liegen vor allem in der nahezu verlustfreien elektrostatischen Ansteuerung und geringen Einfügedämpfung bei galvanisch verbundenen Kontakten.

Für spezielle Anwendungen, die meist mit geringen Stückzahlen einhergehen, eignen sich anwendungsspezifische integrierte Schaltkreise (ASIC - Application-Specific Integrated Circuit) aus Kostengründen nicht. ASICs können nicht flexibel an veränderte Anforderungen adaptiert werden, sodass die LTCC-Technologie mit der Hybridintegration kommerzieller Bauteile und ungehäuster ICs gerade bei kleinen bis mittleren Stückzahlen eine vielversprechende Alternative darstellt. Durch die Hermetizität und das Potential für deutliche Reduzierungen von Masse und Volumen ist diese Technologie für Raumfahrtanwendungen prädestiniert. Die Adaptierung der bestehenden Technologie für die Nutzung im All wird beispielsweise in [36, 37] untersucht. Mögliche Anwendungen sind Komponenten von Kommunikationssystemen wie Front-Ends [38], Mischer [39, 40], Verstärker und Filter [41–43] und Systeme wie ein komplettes Radarmodul bei 24 GHz [44]. Die Montage von integrierten Schaltkreisen wird typischerweise in Kavitäten auf der Oberseite des Moduls vorgenommen, so dass die notwendigen Bondverbindungen kurz sind. Dadurch wird im Wesentlichen die benötigte Grundfläche des Moduls bestimmt. Alternative Ansätze sind die Verwendung einer beidseitigen Bestückung mit ICs [45, 46], wobei die Aufbau- und Verbindungstechnik dazu optimiert werden muss, um Ausfälle zu vermeiden, die durch die notwendige Aussparung im Träger provoziert werden können (siehe Kap. 4.2.4). Durch den Einsatz von ungehäusten Schaltkreisen wird jeweils ein Rahmen und Deckel auf beiden Seiten des Moduls zur Hermetisierung benötigt. Zur Optimierung der Gesamtmasse ist die Kombination mehrerer LTCC-Module zu dreidimensionalen keramischen Strukturen denkbar, um einen gemeinsamen Deckel verwenden zu können [47].

Im Rahmen dieser Arbeit wird das Materialsystem DP-951 verwendet, da es sich zuverlässiger verarbeiten lässt als DP-943 [48] oder DP-9K7 [49] und gleichzeitig eine große Auswahl an kompatiblen Pasten für eine Vielzahl von Prozessschritten bereitsteht. Dies führt zu reproduzierbar herstellbaren und zuverlässigen Modulen. Materialsysteme anderer Anbieter können die Anforderungen ebenfalls erfüllen, weisen aber teilweise eine deutlich beschränkte Auswahl von Pasten und eine geringere industrielle Anwendungsbreite auf. Zuverlässige und reproduzierbare Herstellungsprozesse stellen eine essentielle Voraussetzung für den Aufbau von Satellitenkomponenten dar, da während der gesamten Laufzeit einer Mission keine Reparaturen an den Modulen oder der Nutzlast durchführbar sind. Bei neu eingeführten oder unbekannten Materialien mit geringeren dielektrischen Verlusten treten potentiell Verwölbungen des Substrats, Ausglasungen und Blasenbildungen beim Sintern auf, die zu mechanischen Instabilitäten führen können und damit eine noch ungenügende Prozessbeherrschung anzeigen.

Für zukünftige Anwendungen, bei denen die Voraussetzungen eines technologisch ausgereiften alternativen Materialsystems mit besseren HF-Eigenschaften gegeben sind, kann eine Adaption der in dieser Arbeit vorgestellten Entwürfe erfolgen. Die Übertragung exis-

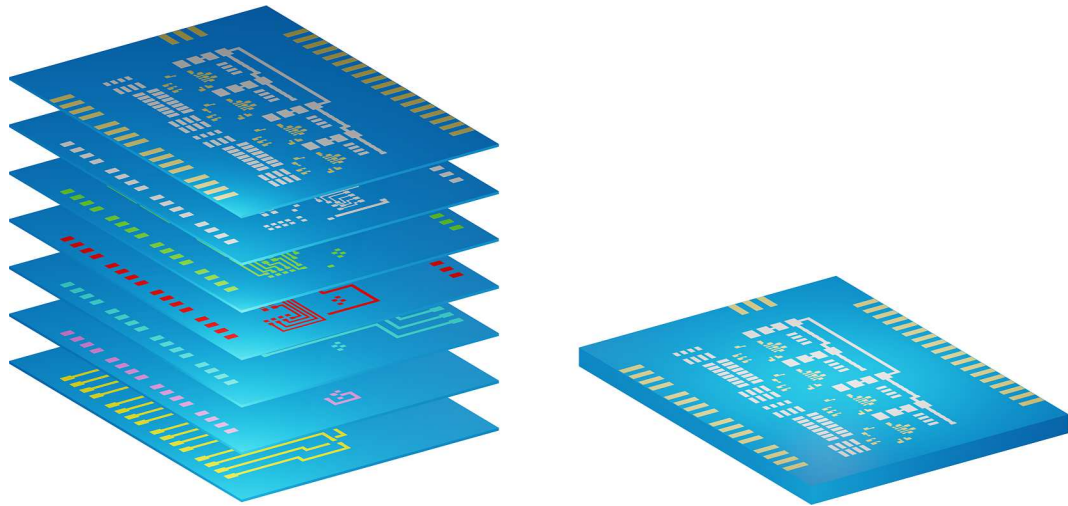


Abbildung 2.1.: Schematische Darstellung der lagenweisen Strukturierung der LTCC-Technologie am Beispiel des Diodentreibers. Nach der Vorbereitung und Kontrolle der einzelnen Lagen (linke Abbildung) werden diese gestapelt und laminiert. Der Brennvor-gang führt anschließend zu einem kompakten und robusten Modul (rechte Abbildung). Nachfolgende Prozessschritte sind auf die Ober- und Unterseite beschränkt.

tierender Entwürfe auf andere Materialien wird beispielsweise in [50] beschrieben. Der Nachweis der mechanischen Stabilität muss allerdings für jedes Materialsystem erneut erbracht werden.

2.1.1. Grundlegendes Herstellungsverfahren

Das für die vorgestellte Schaltmatrix verwendete Herstellungsverfahren wird in diesem Abschnitt nur prinzipiell umrissen. Eine Zusammenstellung der wichtigen Prozessschritte und -parameter mit einer ausführlichen Beschreibung findet sich u.a. in [2, 11, 51–53]. Das flexible Ausgangsmaterial (Green TapeTM) wird auf die verarbeitbare Nutzengröße zugeschnitten, die durch die einzusetzenden Stanz-, Siebdruck-, Laminier- und Sinter-einrichtungen begrenzt ist. Die elektrische Verbindung zwischen den Lagen erfolgt über Durchkontaktierungen (Vias), die durch das Füllen mechanisch oder optisch erzeugter Öffnungen mit leitfähigen Pasten realisiert werden. Nach einer Trockenphase werden auf der jeweiligen Lage im Siebdruckverfahren die planaren Metallisierungen gedruckt und getrocknet. Da das keramische Material aufgrund des Herstellungsprozesses eine Vorzugs-richtung aufweist, werden die Lagen markiert und beim Zusammenfügen abwechselnd um 180° gegeneinander verdreht gestapelt.

Im anschließenden Laminier- und Sinterprozess (siehe Abb. 2.1) entsteht ein kompaktes keramisches Modul, dessen einzelne Schichten sich nicht mehr unterscheiden lassen. Durch das Ausgasen von organischen Bestandteilen des Ausgangsmaterials schrumpft das Modul während des Sinterns. Dies kann durch isostatisches Pressen auf die z-Richtung beschränkt werden (Zero Shrinkage), so dass die beiden lateralen Abmessungen in x-y-Richtung beibehalten werden [54, 55]. Zwischen allen Prozessschritten werden die Ebe-

nen separat strukturiert und optisch inspiziert, um sicherzustellen, dass keine Druckfehler und unvollständig gefüllte Vias einzelner Ebenen zum Ausfall des Moduls führen. Fehlerhafte Strukturen können repariert oder die jeweilige Lage ersetzt werden, was besonders bei komplexen Aufbauten zu einer hohen Ausbeute führt. Einzelne Lagen können Aussparungen enthalten, die im gesinterten Zustand Kavitäten bilden, um beispielsweise integrierte Schaltkreise aufzunehmen und dadurch die notwendige Länge von Bonddrähten zu reduzieren.

Auf der Ober- und Unterseite des Moduls lassen sich auch nach dem Sintervorgang zusätzliche Prozessschritte durchführen, beispielsweise das Drucken weiterer Metallisierungsschichten, Widerstände und Löt-/Lötstoppmasken. Bei den Strukturierungsvorgängen wird zwischen Co-fire- (zusammen mit dem Substrat gebrannt) und Post-fire-Prozessen (nach dem Sintervorgang des Substrats) unterschieden. Die Metallisierungen basieren meist auf Silber- und Goldpasten, die für Löt- und Bondverbindungen benötigt werden. In Abhängigkeit der eingestellten Prozessparameter kann während des Sinterns ein unerwünschter Diffusionsvorgang einsetzen, der einen Materialtransport von Silber bis zu $50\text{ }\mu\text{m}$ in das Substrat hervorrufen kann. Diese Diffusion beginnt schon bei Temperaturen oberhalb von $650\text{ }^{\circ}\text{C}$. Zusätzlich wird dieses Verhalten durch das Sinterprofil, den Glasanteil des Substrats und die Wahl des Prozessgases beeinflusst. Durch Verwendung einer Stickstoffatmosphäre kann eine solche Diffusion weitestgehend unterbunden werden [56].

Nach der Herstellung des Moduls kann eine Bestückung mit SMD-Komponenten durch leitfähige Klebeverbindung oder Löten erfolgen. Integrierte Schaltkreise lassen sich mittels Bondverbindung oder Flip-Chip-Verfahren kontaktieren und das fertige Modul wird abschließend mit einem Rahmen und Deckel hermetisch verschlossen.

2.1.2. Toleranzen und Fehlerquellen der Prozessierung

Idealerweise liefert die technologische Umsetzung eines HF-Entwurfs eine exakt mit den Vorgaben übereinstimmende Geometrie und damit bei bekannten Materialparametern eine gute Übereinstimmung zwischen erwartetem (simuliertem) und gemessenem HF-Verhalten.

Bei jeder Technologie ergeben sich Toleranzen und Fehler, die graduell stärkere Ausprägungen aufweisen, je näher sich die Abmessungen den absoluten Auflösungsgrenzen oder limitierenden relativen Größen wie Seitenverhältnissen bei Kavitäten nähern. Ein robuster Entwurfsprozess sollte daher die technologischen Grenzen berücksichtigen und tolerant gegenüber geringen geometrischen Abweichungen sein.

Des Weiteren können sich trotz guter Reproduzierbarkeit der Strukturen Unterschiede zwischen Simulation und Messung durch ungenügend genau bekannte Materialparameter ergeben. Zusätzlich treten Effekte wie ungefüllte Vias, Rissbildung, Verwölbungen, Luft einschlüsse, Kantenverrundungen sowie weitere Fehler auf, die im Allgemeinen durch optische Inspektion, Anpassung der Entwürfe und Optimieren der Prozessparameter reduziert werden können. Als herausfordernd haben sich beispielsweise beidseitige Kavitäten herausgestellt, da diese von vorgegebenen Entwurfsregeln und Standardprozessen

abweichen [57], die im Allgemeinen zur Sicherstellung hoher Ausbeute von den Technolוגiedienstleistern bereitgestellt werden.

Ein iterativer Entwurfsprozess mit schrittweiser Kompensation der Geometrieabweichungen und die Ermittlung der realen Materialparameter führen zu guter Übereinstimmung zwischen den Ergebnissen von Simulation und Messung. Die verbleibende Differenz resultiert aus Fehlern, die im Folgenden vorgestellt werden sollen. Ein robuster Entwurfsprozess kann den Einfluss dieser Fehler weiter minimieren.

Fehlausrichtung einzelner Lagen zueinander

Die Ausrichtung der einzelnen Lagen während des Stapelvorgangs erfolgt beispielsweise mit Passstiften und führt einerseits zu einer leichten Verzerrung (stärker ausgeprägt bei dünnen Materialien) und einem horizontalen Versatz benachbarter Lagen, der sich aus der Toleranz der Stanzungen und Stifte, der Flexibilität des Materials sowie der Fehlausrichtung des Siebdrucks ergibt. Bei geschirmten vergrabenen Leitungen wie beispielsweise der CPW2G-Leitung [2], die in der Schaltmatrix verwendet wird, ist ein Lagenversatz tolerierbar, da die HF-Eigenschaften vorwiegend von der gedruckten Geometrie abhängen, namentlich der Signalleiterbreite und Spaltmaße. Eine Verschiebung der Schirmung bei fester Substrathöhe ist daher relativ unkritisch. Problematisch wirkt sich die Fehlausrichtung bei Übergängen zwischen Lagen vor allem bei schmalen Leitungen und Vias geringen Durchmessers aus. Teilweise verursacht ein solcher Versatz eine galvanisch offene Verbindungsstelle, die einen erfolgreichen Betrieb der Leitungsstrukturen verhindert. Bei Parallelplattenkondensatoren verringert diese Fehlausrichtung die Reproduzierbarkeit von Kapazitätswerten. Eine geschickte Kompensation im Entwurf kann dieser Fehlerquelle zuverlässig entgegenwirken [58].

Inhomogenes Schrumpfverhalten

Während des Sinterprozesses schrumpft das Modul durch die Verdichtung der keramischen und gläsernen Partikel beim Ausbrennen organischer Stoffe. Damit die endgültigen Abmessungen des Moduls denen des Entwurfs entsprechen, müssen alle Strukturen vor der Herstellung um diesen Schrumpfungsfaktor vergrößert werden. Der Faktor variiert je nach Material und Los (mit identischen Prozessparametern hergestellte Ware) und hängt zusätzlich von der flächenmäßigen Metallisierungsverteilung ab. Je größer der Metallisierungsanteil, desto geringer fällt die lokale Schrumpfung aus. Bei ungleichmäßiger Verteilung ergibt sich so ein inhomogenes Schrumpfverhalten, dessen Kompensation bislang nicht automatisch erfolgt. Kritische Stellen müssen daher nach der Herstellung untersucht und iterativ korrigiert werden, was vor allem bei kleinen Strukturabmessungen notwendig wird und bei vergrabenen Leitungen aufgrund der begrenzten Inspektionsmöglichkeiten aufwendig ist.

Abweichung der Metallisierungsgeometrie

Für Hochfrequenzanwendungen ist das exakte Einhalten der geometrischen Abmessungen essentiell notwendig, um die gewünschte Charakteristik zu erhalten. Änderungen

der Geometrie beeinflussen beispielsweise die Leitungsimpedanzen, Koppelfaktoren oder Resonanzfrequenzen. Bei koplanaren Leitungsstrukturen sind die kritischen Parameter die Signalleiterbreite sowie die Spaltbreite, wenn von einem konstanten Materialsystem (dielektrische Permittivität und Lagendicke) und definierter Metallisierungsdicke ausgegangen wird.

Dabei ergibt sich bei optimal eingestelltem Schrumpfungsfaktor eine verbleibende absolute Variation, die typischerweise bei etwa $5\text{ }\mu\text{m}$ liegt. Der Einfluss eines absoluten Fehlers bewirkt bei Verkleinerung der Leitungsstrukturen einen Anstieg des relativen Fehlers und erfordert daher eine besondere Sorgfalt bei der Herstellung. Strukturabmessungen nahe der technologischen Grenze sind, wenn möglich, zu vermeiden. Gerade bei gestuften Filterstrukturen werden allerdings zum Erreichen hoher Impedanzwerte schmale Leiter benötigt.

Zur Erzielung einer höheren Auflösung beim Siebdruck können beispielsweise engmaschigere, abgeflachte oder zusätzlich hydrophob beschichtete Siebe verwendet [59] oder lithografische Prozesse eingesetzt werden [60]. Durch die Verwendung von Resinaten (photolithographische Dünnschichtmaterialien) [61] in Kombination mit geeigneten Masken lassen sich Strukturen mit Abmessungen weniger Mikrometer herstellen [62–66]. Dies resultiert jedoch in geringen Metallisierungsdicken zwischen 100 nm und 600 nm [67], so dass die Metallisierungen zusätzlich galvanisch aufgebaut (verstärkt) werden müssen, um Übertragungsverluste zu reduzieren und die Stromtragfähigkeiten zu erhöhen. Aufgrund der zusätzlichen Bearbeitungsschritte, die erst auf gesinterte Module angewendet werden können, ist die Nutzung solcher feinen Strukturen auf die Oberflächen der Module beschränkt.

Einfluss des Brennprofils

Bislang gingen die Beschreibungen von bekannten und konstanten Materialparametern aus. Die Angaben des Herstellers oder die Untersuchung einer beliebigen Materialprobe reichen nicht aus, um genaue Messergebnisse vorherzusagen, da beispielsweise eine Variation des Brennprofils (Spitzentemperatur und Verweildauer) zu einer Änderung der Permittivität und der dielektrischen Verluste führt. Weitere Prozessschritte wie Post-fire- oder Lötprozesse können die Materialparameter zusätzlich beeinflussen, wenn auch in geringerem Maß. Der Effekt ist bei dem verwendeten Material DP-951 gering ausgeprägt – eine ausführliche Behandlung und der Vergleich mit anderen Materialsystemen (Dupont 943, 9K7 und Heraeus CT707b) findet sich in [51]. Bei vorgeschriebener Sinterzeit von 26,5 h wurde für das neue Material Dupont 9K7 nach sechsfachem Sintern bei $850\text{ }^{\circ}\text{C}$ für je 30 Minuten eine Abweichung $\Delta\epsilon_r = 0,03$ sowie $\Delta\tan\delta = 0,0008$ verglichen mit dem Ausgangswert eines einfachen Sintervorgangs festgestellt [68]. Für das Material DP-951 wurde kein Einfluss auf die Permittivität beobachtet.

2.1.3. Untersuchung der hergestellten Substrate

Um die bereits beschriebenen technologiebedingten geometrischen Abweichungen quantifizieren zu können, müssen diese ermittelt und mit den Entwurfsdaten verglichen werden. Dazu stehen verschiedene zerstörungsfreie Messverfahren zur Verfügung.

Bei der optischen Profilometermessung wird die Fokusvariation vieler Mikroskopaufnahmen verwendet, um die Oberfläche von Objekten zu analysieren. Zusätzlich zu planaren Aufnahmen lassen sich dadurch mit hoher Geschwindigkeit dreidimensionale Modelle erzeugen. Dabei können beispielsweise Kavitäten, Bonddrähte, Leitungen etc. untersucht und diese mit fotorealistischen Texturen visualisiert werden. Für kleinere Strukturgrößen und höhere Genauigkeit bieten sich interferometrische Messungen an. Da die Probe zeilenweise abgerastert wird, eignen sich solche Verfahren vor allem für kleine Objekte. Für die Analyse der inneren Lagen können Ultraschall- oder Röntgenverfahren eingesetzt werden, wobei vor allem Parallaxenfehler und Abschattungen übereinanderliegender Strukturen genaue Messungen erschweren. Bei steigender Komplexität und Lagenzahl gestaltet sich das Vermessen vergrabener Leitungen in den gesinterten Modulen zunehmend herausfordernd.

Neben der Erfassung der Abmessungen der lateralen Metallisierungsgeometrien und Kavitätsabmessungen ist eine Charakterisierung der Metallisierungsdicke notwendig. Diese hängt von der Anzahl der Druckvorgänge und den verwendeten Prozessparametern ab und verändert sich bei gleichbleibender Verarbeitung nicht. Daher werden sie im Folgenden als bekannt und unveränderlich angenommen. Die Verwendung des Profilometers erlaubt die Aufnahme des Leitungsprofils als Erhebung über dem Substrat. Für eine hohe vertikale Auflösung wird eine starke Vergrößerung des Objektivs benötigt. Der Anteil der Leitung, der beim Laminieren und Sintern in das Substrat gedrückt wurde, bleibt hierbei unberücksichtigt. Soll dieser Fehler für ausgewählte Messungen eliminiert werden, so bietet sich eine XRD-Untersuchung (X-ray diffraction) an. Hierbei wird eine zerstörungsfreie und präzise Schichtdickemessung ermöglicht [69]. Für eine allgemeine Charakterisierung können die Profile von Leitungen auch über Schlifffbilder bestimmt werden. Die Bestimmung der Substrathöhe kann mit einer Mikrometerschraube für das hergestellte Substrat mit ausreichender Genauigkeit erfolgen.

Auch für eine erprobte Technologie mit einer bekannten Metallisierungsdicke und konstanten Materialparametern verbleibt als häufig wiederkehrende Messaufgabe die Erfassung hergestellter Geometrien. Das dazu im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Verfahren soll im Folgenden vorgestellt werden. Es basiert auf Aufnahmen, bei denen eine Beziehung zwischen Pixelgröße und realer Geometrie hergestellt werden kann.

2.1.4. Auswertung von Profilometeraufnahmen mittels Kantendetektion

Optische Profilometrie

Zur Beurteilung und Vermessung von Leitungsstrukturen größerer Ausdehnung im Millimeter- und Zentimeterbereich eignet sich ein optisches Profilometer, welches im Gegen-

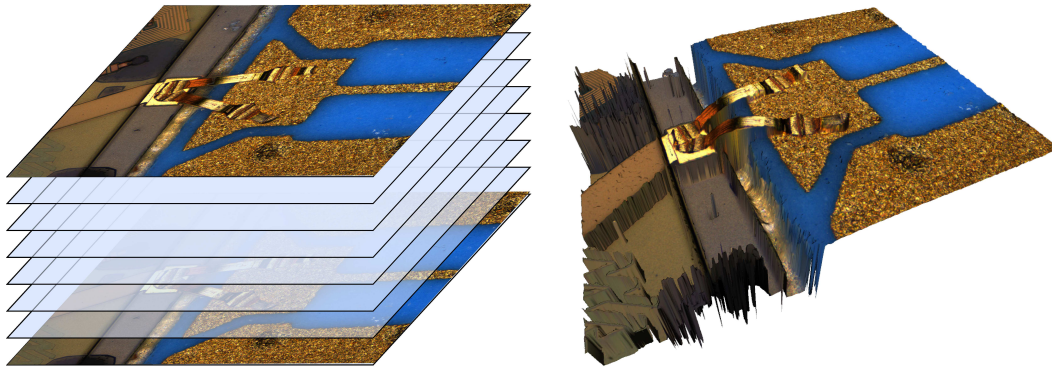


Abbildung 2.2.: Schematische Darstellung des Rastervorgangs am Beispiel des Bondübergangs zwischen keramischen Schaltmatrixmodul und einem integrierten Schalter. Die Aufnahme einzelner Ebenen (linke Seite) ermöglicht jeweils das Extrahieren der scharfen Bildanteile und das Zuweisen der aktuellen Höhe. Aus diesen Informationen können dreidimensionale Abbildungen in Echtfarbdarstellung erzeugt werden (rechte Seite).

satz zu Messmikroskopen zusätzlich dreidimensionale Modelle des Prüfobjekts liefern kann und damit die Grundlage für Profil- und Volumenbestimmung bildet. Verglichen mit interferometrischen Messungen ergibt sich eine hohe Geschwindigkeit, die durch großflächige Datenerfassung erreicht wird, sowie Echtfarbdarstellung. Das Prinzip dieses Verfahrens ist schematisch in Abbildung 2.2 dargestellt [70].

Unter einem Profilometer versteht man ein optisches Gerät, welches Objektive mit geringer Schärfentiefe verwendet (diese nimmt mit zunehmender Vergrößerung der Optik ab). Dadurch sind in einer Aufnahme nur die Teile eines dreidimensionalen Objekts scharf dargestellt, die den gleichen Abstand zum Objektiv aufweisen. Durch die Verwendung einer vertikalen Positioniereinheit kann das zu untersuchende Objekt schrittweise erfasst werden, indem dem jeweils fokussierten Bereich des Bildes die aktuelle Höhe zugeordnet wird. Anschließend ergibt sich infolge der Kombination der Bilddaten ein dreidimensionales Modell mit Echtfarbdarstellung. Dieses Verfahren wird als Fokusvariation bezeichnet. Neben der dreidimensionalen Untersuchung können auch Messungen an planaren Strukturen durchgeführt werden. Die Analyse der Bilddaten erfolgt mit einer für die jeweils eingestellte Vergrößerung bekannten Bildpunktgröße, so dass sich beispielsweise Spaltmaße und Leiterbreiten ermitteln lassen.

Bei Objekten mit deutlich unterschiedlichen Reflexionseigenschaften, wie bei einem in ein LTCC-Modul eingeklebten Halbleiterschaltkreis, ergeben sich Probleme durch die begrenzte Dynamik des Sensors. Unter Verwendung von Polarisationsfiltern, Ringlichtquellen bzw. Mehrfachbelichtung wird eine Datenaufnahme auch bei komplizierten Materialkombinationen ermöglicht.

Zur Charakterisierung der Geometrie von Hochfrequenzschaltungen kann die Untersuchung der Messdatensätze mit dem Profilometer und der zugehörigen Software *Infinite-Focus* der Firma Alicona erfolgen. Die Analyse der Bilddaten zur Extraktion der Geometrie erfordert dabei manuelles Vermessen der aufgenommenen Bilder. Im Folgenden wird ein eigens dazu entwickeltes Verfahren beschrieben, welches die Grundlage einer

solchen Auswertung bilden kann. Darauf aufbauend ist ein automatischer Abgleich der Entwurfsdaten denkbar.

Aufbereitung der Profilometerdaten

Der folgende Abschnitt beschränkt sich auf die Beschreibung einer spezifischen Lösung zur Charakterisierung von Goldstrukturen auf LTCC-Oberflächen, die sich im Labor bewährte. Die entwickelten Programme nutzen verfügbare Matlab-Funktionen der *Image Processing Toolbox*TM [71, 72]. Ausgangspunkt ist dabei ein Bild, welches vom Profilometer oder einem Messmikroskop mit bekannter Vergrößerung aufgenommen wurde (siehe Abb. 2.2). Alternativ kann der Aufnahmeprozess mit einem definierten Messobjekt kalibriert werden. Der farbliche Kontrast zwischen dem blauen Trägermaterial und der goldgelben Metallisierung eignet sich für den Einsatz von Kantendetektionsalgorithmen. Es ist dennoch vorteilhaft, eine Zerlegung in einzelne Farben vorzunehmen, um eine gute Graustufendarstellung mit höherem Kontrast zu erhalten. Dafür wurde in der angewendeten Testrealisierung die Umwandlung des RGB- in den CMYK-Farbraum (Cyan, Magenta, Gelb und Schwarz) gewählt. Der entstehende Gelbkanal Y enthält vorwiegend die Informationen über die Metallisierung. Die Gleichungen 2.1 und 2.2 beschreiben diese Transformation, bei der die einzelnen RGB-Kanäle jeweils auf eins normiert sind und K sich als kleinster Wert der CMY-Anteile ergibt.

$$\begin{pmatrix} C \\ M \\ Y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{pmatrix} C \\ M \\ Y \\ K \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C - K \\ M - K \\ Y - K \\ K \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Aus dem so entstehenden Graustufenbild wird unter Verwendung des Canny-Kantendetektionsalgorithmus [73] ein Schwarzweißbild erzeugt, welches nur die Bildkanten enthält (siehe Abb. 2.3). Durch den Einsatz der Houghes-Transformation können Linien und andere parametrisierbare Objekte aus solchen Bildern extrahiert werden [74–76]. Als Ergebnis des Durchlaufens der resultierenden Matrizen der Bildpunkte ergeben sich die Parameter ρ und θ (siehe Gl. 2.3). Aus der Bewertung deren maximaler Häufung und Lage kann auf die Existenz von Linien geschlossen werden. Bei gewöhnlichen linearen Funktionen mit senkrechten Kantenverläufen könnten sich unendliche Anstiege ergeben. Daher wird für Geraden die Gleichung nach 2.3 verwendet, die solche Probleme vermeidet.

$$\rho = x_i \cdot \cos \theta + y_i \cdot \sin \theta \quad (2.3)$$

Das Ergebnis einer solchen Verarbeitung ist in Abbildung 2.3a als Überlagerung der Originalaufnahme mit dem Resultat der Kantendetektion (grüne Kontur) sowie dem

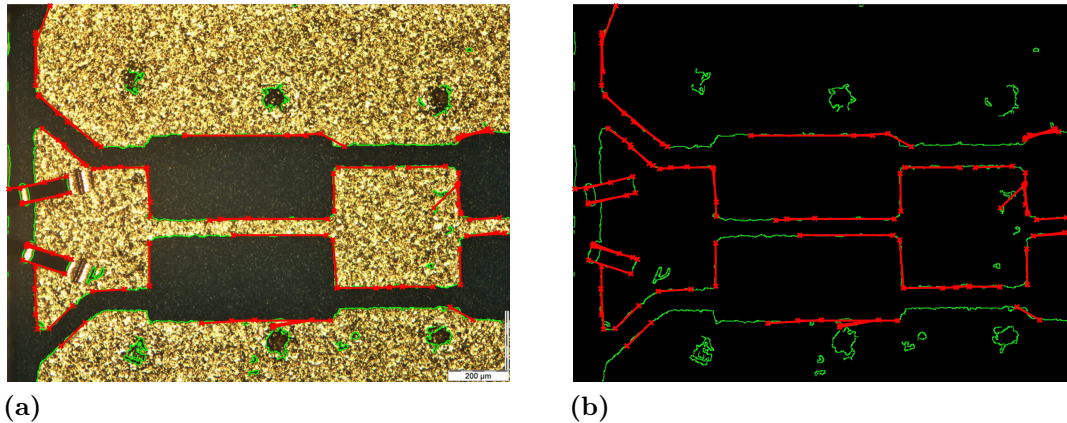


Abbildung 2.3.: a) Darstellung der Originalaufnahme eines Anpassnetzwerks der Schaltmatrix mit den überlagerten detektierten Kanten des Canny-Verfahrens (grüne Kontur) und den berechneten Linien mit Hilfe des Hough-Verfahrens (rote Linien). b) Darstellung des Ergebnisses der Kantendetektion (grüne Kontur) und Linien der Hough-Transformation (rote Linien). Anhand dieser Kanten können die Abmessungen der hergestellten Strukturen, wie Leiterbreite und Spaltmaße, ermittelt werden.

Ergebnis der Hough-Transformation (rote Kontur) dargestellt. In Abbildung 2.3b ist das Originalbild ausgeblendet, so dass die beiden Bewertungsgrundlagen verbleiben. Die berechneten Linien lassen sich nach ähnlichen Anstiegen gruppieren und automatisch deren Abstände ermitteln. Damit sind für typische Geometrien wesentliche Aussagen ableitbar. Bei runden Strukturen kann die Parametergleichung angepasst, und es können ebenfalls zuverlässige Ergebnisse erreicht werden. Die Rückrechnung auf die realen Längen und Abstände erfolgt anhand der Zahl der Pixel und der Bildpunktgröße, die für jedes Objektiv bekannt ist. Über die Festlegung geeigneter Vorlagen und die Optimierung der Parameter lassen sich die Ergebnisse der Transformation und die Robustheit des Verfahrens verbessern und automatisch die relevanten Abmessungen bestimmen. Das entwickelte Verfahren wurde bei der Geometriebestimmung unterschiedlicher Substrate erfolgreich eingesetzt. Es erleichtert die Bewertung der hergestellten Module und die automatisch generierten Ergebnisse zeigen gute Übereinstimmung mit den Messdaten, die interaktiv mit der Alicona Software ermittelt wurden.

2.1.5. Messtechnische Bestimmung der Permittivität

Die Abweichung von der gewünschten Geometrie eines Entwurfs beeinflusst die elektrischen Übertragungseigenschaften und kann durch Analyse der hergestellten Lagen quantifiziert und in zukünftigen Prozessierungen weitestgehend korrigiert werden. Darüber hinaus ist die exakte Kenntnis der Materialparameter dielektrische Permittivität ε_r und Verlustwinkel $\tan \delta$ eine wichtige Voraussetzung für einen erfolgreichen Entwurf. Die genauen Werte dieser allgemein dispersiven (frequenzabhängigen) und temperaturabhängigen Größen lassen sich mit verschiedenen Verfahren messtechnisch bestimmen

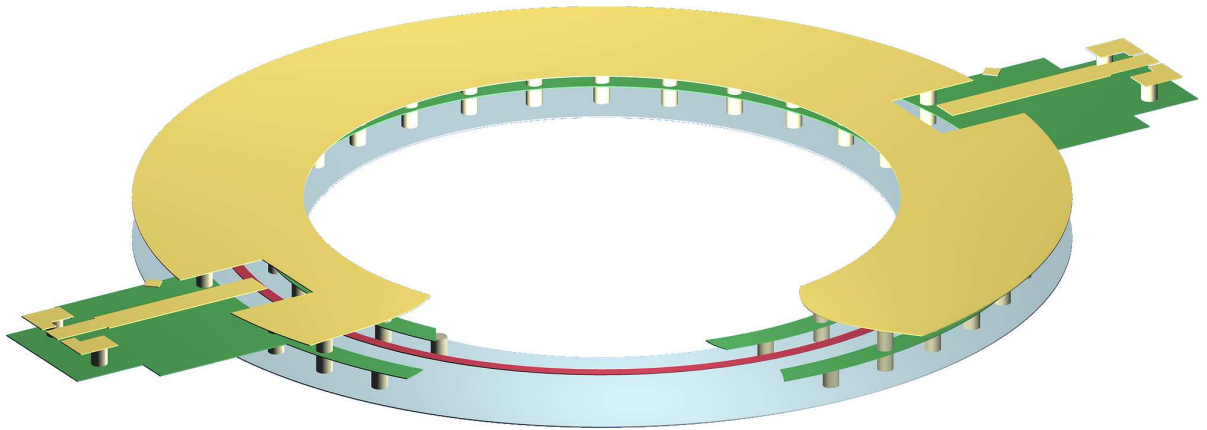


Abbildung 2.4.: Schematische Darstellung des vergrabenen Ringresonators zur Materialcharakterisierung der keramischen Substrate. Die Kontaktierung erfolgt mit Messspitzen an den koplanaren Anschlüssen, der Streifenleitungsring (rot) ist mit zwei Metallisierungsebenen (grün) und Viazäunen (goldfarben) geschirmt.

[77–80], von denen die im Rahmen dieser Arbeit eingesetzten Techniken im Folgenden zusammenfassend beschrieben werden. Durch die Kombination der Ergebnisse können Fehler minimiert und einzelne Verlustursachen identifiziert werden [81, 82].

Bei der Herstellung der LTCC-Module für das Experiment wurde der zuverlässige und reproduzierbare Herstellungsprozess des Industriepartners Micro Systems Engineering verwendet [83]. Bei der Übertragung von Herstellungsunterlagen auf einen anderen Prozess bzw. ein alternatives Materialsystem müssen die Entwürfe angepasst, und zusätzlich die Materialparameter bestimmt werden, wenn vom empfohlenen Standardbrennprofil abgewichen werden soll.

Ringresonator

Die Materialcharakterisierung mit Ringresonatoren ist ein etabliertes Verfahren [84], welches weit verbreitet und erfolgreich bei LTCC-Modulen eingesetzt wurde [51, 85–87].

Bei der Untersuchung von Ringresonatoren ergeben sich über den Frequenzbereich mehrere Resonanzstellen, die einzeln charakterisiert werden müssen, um eine möglichst hohe Genauigkeit zu erreichen. Für eine breitbandige Materialbestimmung ist eine fundamentale Resonanzfrequenz zu wählen, die ausreichend viele Resonanzen über den messbaren Frequenzbereich erzeugt und eine niedrige, aber für die quantitative Messung der Transmission ausreichende Kopplung zwischen Ring und den beiden Messtoren aufweist. Der Abstand der Resonanzen wird vorwiegend durch den Ringdurchmesser bestimmt, die Kopplung über die Geometrie und den Abstand der Einkopplung. Der Einfluss der Antastgeometrie und Übergänge kann zusätzlich optimiert und durch den Einsatz einer TRL-Kalibrierung reduziert werden. Zur Minimierung des Rauschens wird mit hoher Auflösung (geringe IF-Bandbreite) und Mittelwertbildung gemessen, was mit einem hohen Zeitaufwand (mehrere Sekunden je Frequenzpunkt) verbunden ist. Da für die Messung eines Resonators kein mechanischer Eingriff in den Messaufbau notwendig ist, kann eine

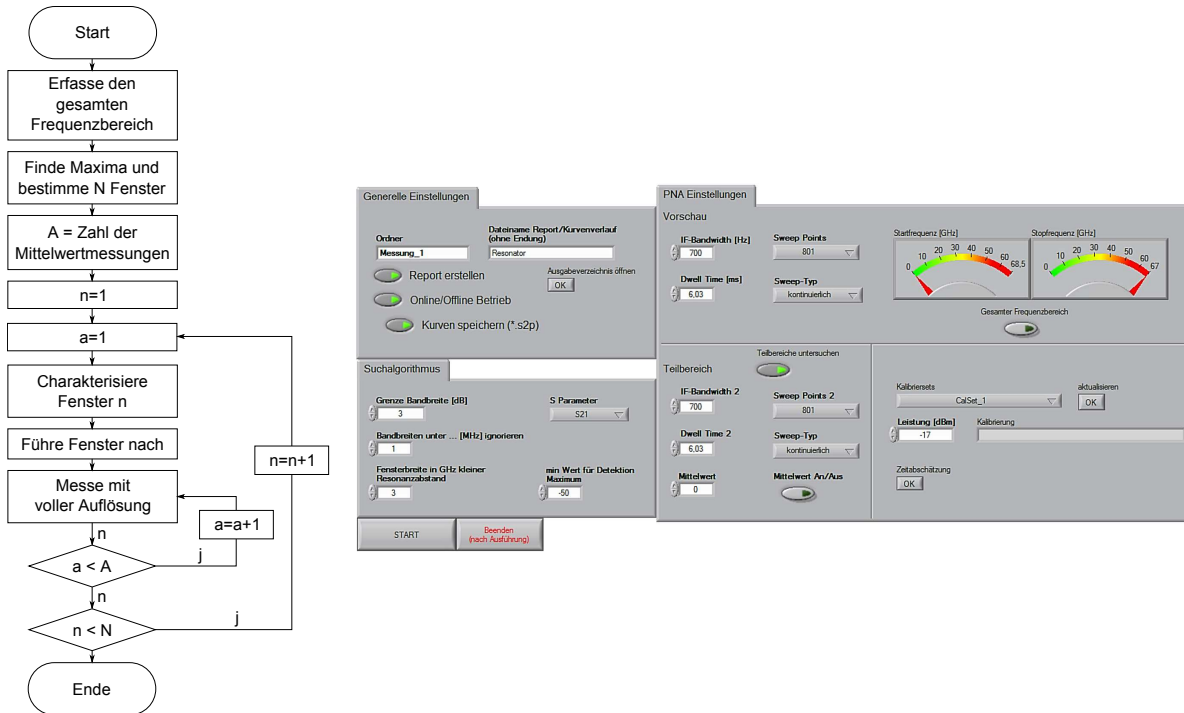


Abbildung 2.5.: Messablauf zur automatischen Erfassung aller Ringresonatorresonanzen (linker Teil) eines Messobjekts. Der gesamte Frequenzbereich wird untersucht und in Fenster unterteilt, die jeweils eine Resonanz beinhalten und gesondert untersucht werden. Nach dem Eingrenzen des Messbereichs auf die jeweilige Resonanz wird mit zunehmender Auflösung gemessen. Die Bedienoberfläche des entwickelten LabVIEWTM-Programms ermöglicht die Festlegung der relevanten Optionen wie Frequenzbereiche, Anzahl der Punkte, Mittelwerte, HF-Leistung etc.(rechter Teil).

Messroutine die Geräte ansteuern und die Daten für jede Einzelresonanz automatisch erfassen. Ein manueller Eingriff ist so nur zum Wechsel des Resonators erforderlich. Dadurch ergeben sich sehr glatte Kurvenverläufe, die zu einer hohen Reproduzierbarkeit der Auswertungsergebnisse führen.

Der typische Aufbau eines Ringresonators ist in Abbildung 2.4 dargestellt. In diesem Fall wird eine vergrabene und geschirmte Streifenleitung als geschlossener Ring ausgeführt. Über zwei koplanare Anschlüsse wird Energie ein- und ausgekoppelt, so dass dadurch für die Kontaktierung koplanare Messspitzen verwendet werden können. Die Ansteuerung der Messgeräte erfolgt über eine dafür entwickelte LabVIEWTM Software. Die Bestimmung der Materialparameter über einen großen Frequenzbereich erfordert entsprechende Messtechnik. Der verwendete Netzwerkanalysator Agilent PNA 8361 deckt den Frequenzbereich 0,01-67 GHz, und damit den interessierenden Bereich des Ka-Bands (Uplink 17-22 GHz), ab.

In Abbildung 2.5 ist der schematische Ablauf einer Messung dargestellt. Die Untersuchung des gesamten Frequenzbereichs beginnt mit der groben Lokalisierung der Resonanzen mit den vom Benutzer festgelegten Parametern Frequenzbereich, IF-Bandbreite,

Mittelwerteinstellung, minimaler Kopplung und der Abschätzung der Resonanzfrequenz. Die aus der Übersichtsmessung (siehe Abb. 2.6a) gewonnenen Bereiche werden einzeln untersucht, indem der Frequenzbereich um die aktuelle Resonanz eingeschränkt und die Genauigkeit der Messung lokal erhöht wird. Dies wirkt sich auf die gemessene Mittelfrequenz aus und erfordert ein Nachführen der Bereichsgrenzen. Die Erfassung der Resonanzkurve erfolgt anschließend mit einer kleinen IF-Bandbreite und wird zusätzlich durch die Mittelwertbildung verbessert (siehe Abb. 2.6b). Die Resonanzfrequenz, die Güte der Resonanz, die S-Parameter in Form eines Touchstone®-Datensatzes werden zusammen mit den Einstellungen aufgezeichnet und für Dokumentationszwecke mit einem Bildschirmfoto in einer HTML-Datei abgelegt, um spätere Auswertungen oder Vergleichsmessungen unter exakt gleichen Messbedingungen zu ermöglichen. Die Struktur (siehe Abb. B.16) verdeutlicht die Komplexität der Ansteuerung und automatischen Messdatenerfassung.

Die Auswertung erfolgt allgemein für die effektive Permittivität mit Formel 2.4 und der Verlustwinkel $\tan \delta$ ergibt sich als reziproke Güte, wenn andere Verlustmechanismen ausgeschlossen werden. Die effektive Permittivität ε_{eff} wird durch das Verhältnis aus Zahl der Resonanz, der Lichtgeschwindigkeit und dem mittleren Umfang der Mikrostreifenleitung $2 \cdot \pi \cdot r$ sowie der jeweiligen Resonanzfrequenz bestimmt. Die effektive Permittivität ergibt sich aufgrund des geschichteten Materials, bestehend aus dem zu untersuchenden Substrat und Luft.

$$\varepsilon_{\text{eff}}(f) = \left(\frac{n \cdot c_0}{2 \cdot \pi \cdot r \cdot f_n} \right)^2 \quad (2.4)$$

Zur Trennung der Verlustanteile werden die dielektrischen Verluste, Leitungsverluste und Strahlungsverluste anhand eines Ersatzschaltbildes modelliert und beispielsweise durch Messungen mit Split-Post-Dielectric-Resonatoren bestimmt. Um eine einfachere Rückrechnung ohne inhomogene Materialien und Abstrahlung zu ermöglichen, wurden vergrabene Resonatoren eingesetzt, die ein homogenes Medium für die vergrabenen Streifenleitungen darstellen und bei denen über die Viazäune und Metallisierungsflächen eine gute Schirmwirkung erreicht wird. Zusätzlich kann durch die Berücksichtigung der Transmission aus der belasteten Güte Q_{Ln} die unbelastete Güte Q_{0n} berechnet werden (siehe Gl. 2.5).

$$Q_{0n} = \frac{S_{21}}{1 - |S_{21}(f_n)|} Q_{Ln} \quad (2.5)$$

Gleichung 2.6 ermöglicht die Bestimmung der wesentlichen Resonatorkenngrößen durch die Angleichung der Parameter C_i an die Messkurve. Ihre Anwendung reduziert den Einfluss des Rauschens und sichert eine gute Reproduzierbarkeit der Ergebnisse [82, 88]. Dabei erlaubt der Parameter C_1 die Verschiebung der Resonanzkurve und damit die Normierung auf den realen Kopplungsfaktor, C_2 beschreibt die Verkipfung der Resonanzkurve, C_3 ist die Güte des Resonators und C_4 die Resonanzfrequenz (der Einfluss dieser Parameter ist in Abb. B.17 dargestellt).

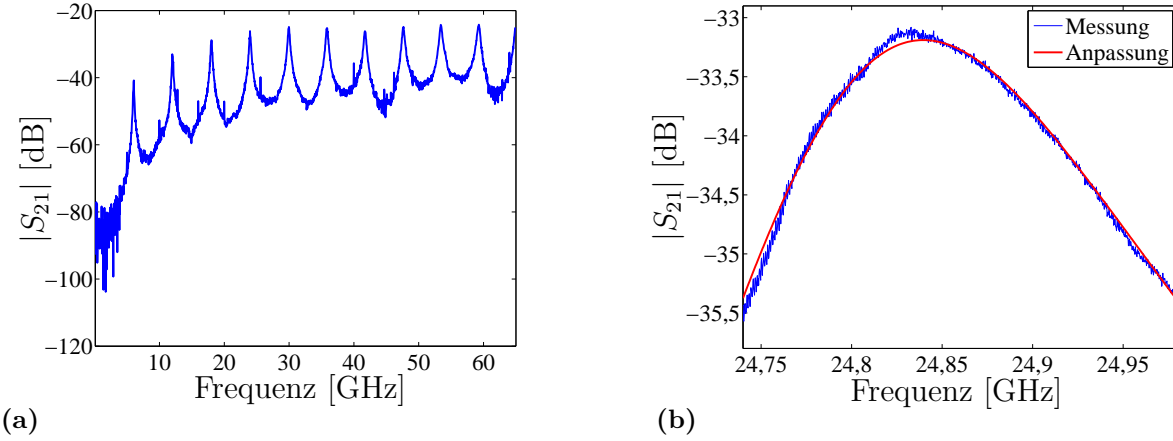


Abbildung 2.6.: a) Exemplarische Resonanzkurve eines Ringresonators im Frequenzbereich von 10 MHz bis 65 GHz mit einer Resonanzfrequenz von etwa 6 GHz. b) Automatisiert gemessene Resonanz mit mittlerer Auflösung und ohne Mittelwertbildung zur Verdeutlichung des Rauscheinflusses.

$$|S_{21}| = \frac{C_1 + C_2 \cdot f}{\sqrt{1 + C_3^2 \cdot \left(\frac{f}{C_4} - \frac{C_4}{f}\right)^2}} \quad (2.6)$$

Die Überlagerung der analytischen Kurve mit den angepassten Parametern (rote Kurve) und der Messkurve (blaue Kurve) in Abbildung 2.6b verdeutlicht die beschriebene Herangehensweise. Zur Verdeutlichung wurde hierbei keine Mittelwertbildung und eine große IF-Bandbreite eingesetzt, um den Einfluss des Rauschens besser visualisieren zu können.

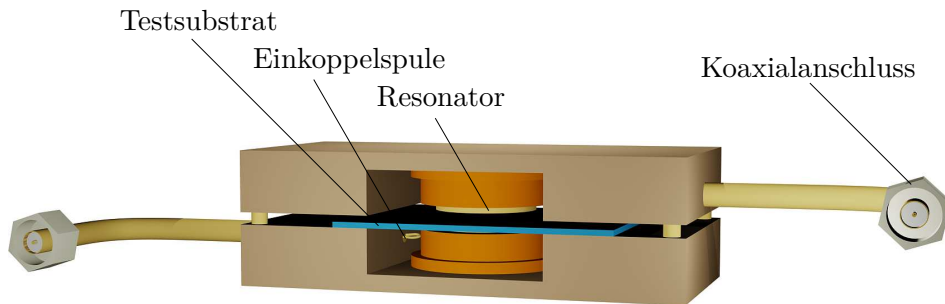


Abbildung 2.7.: Split-Post-Dielectric-Resonator zur Bestimmung der Materialparameter der Probe anhand der Verschiebung von Resonanzfrequenz und Güte. Über die verschiebbaren Koaxialkabel wird ein Netzwerkanalysator angeschlossen und Koppelschleifen am Ende der Koaxialkabel speisen Energie in den Resonator ein.

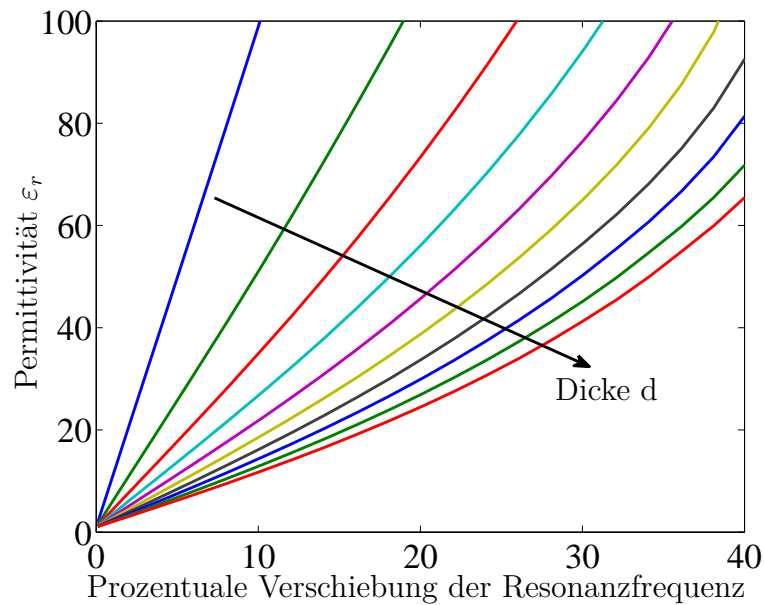


Abbildung 2.8.: Abhängigkeit der Permittivität von der prozentualen Verschiebung der Resonanzfrequenz verglichen mit der des unbelasteten Resonators. Die Probendicke wurde zwischen 0,2 mm und 2 mm mit gleichbleibender Schrittweite variiert und verursacht bei zunehmendem Wert eine stärkere Verschiebung der Resonanzfrequenz.

Split-Post-Dielectric-Resonator

Der Einsatz eines Split-Post-Dielectric-Resonators (SPDR) ermöglicht die Charakterisierung von plattenförmigen Substratmaterialien ohne Metallisierung in einer Anordnung mit geschichtetem Dielektrikum, bestehend aus der Probe und Luft [89–91]. Abbildung 2.7 zeigt den Messaufbau, der aus zwei zylindrischen Metallelelementen besteht, die den Resonator bilden und in deren Zwischenraum die Probe eingebracht wird. Die beiden Koaxialkabel ermöglichen die Anbindung an den Netzwerkanalysator und über die mechanische Position der Koppelschleifen wird der Koppelfaktor eingestellt. Für die Berechnung der Materialparameter werden die Veränderung der Resonanzfrequenz und -güte durch Einbringen des Testsubstrats sowie die Probendicke benötigt. Aufgrund des verwendeten Schwingungsmodes des dielektrischen Resonators kann die Auswertung nur für die erste Resonanz erfolgen, so dass für eine breitbandige Charakterisierung mehrfache Messungen mit unterschiedlichen Resonatoren erforderlich sind. Verglichen mit Ringresonatoren sind in der Probe keine Metallisierungen vorhanden, so dass keine Leitungsgeometrien ermittelt werden müssen.

Anhand Abbildung. 2.8 wird deutlich, dass die beiden Messgrößen bei der SPDR-Messung Materialdicke und Verschiebung der Resonanzfrequenz erwartungsgemäß den Berechnungswert Permittivität verändern. Der Freiheitsgrad bei einem gegebenen Material ist die Substratdicke, die aufgrund der unterschiedlichen Anstiege in Abbildung 2.8 möglichst groß gewählt werden sollte. Dadurch wird der Anstieg der Kurve verringert und

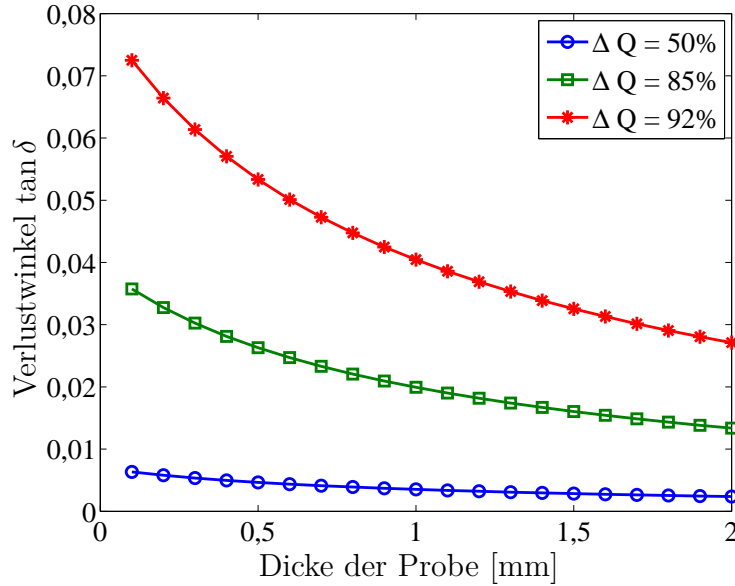


Abbildung 2.9.: Abhängigkeit des dielektrischen Verlustwinkels $\tan \delta$ von der Probendicke und der ermittelten prozentualen Änderung der Güte verglichen mit der des unbelasteten Resonators. Die Empfindlichkeit (Anstieg der Kurve in Richtung der Parameteränderung) steigt bei dünneren Proben und mit zunehmender Änderung der Güte.

Fehler bei der Dickebestimmung wirken sich geringer auf den berechneten Wert aus. Gleichzeitig sorgt eine dicke Probe für eine größere Verschiebung der Resonanzfrequenz, die allerdings zur Vermeidung zusätzlicher ungewollter Moden eine untere Frequenzgrenze nicht unterschreiten sollte [92], die wiederum von der Geometrie des Resonators abhängt. Die dielektrischen Verluste ergeben sich ebenfalls aus den in der Messung ermittelten Werten für die Veränderung der Güte und die Materialdicke. Abbildung 2.9 zeigt die Abhängigkeit von der Materialdicke bei gegebener Güteänderung. Dickere Proben resultieren in einem flacheren Anstieg und damit in einer reduzierten Empfindlichkeit auf Messfehler.

Die maximale Genauigkeit der SPDR-Messung, die bei sorgfältiger Wahl der Materialstärke erreicht werden kann, liegt nach Herstellerangaben für die Permittivität bei $\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} = \pm(0,0015 + \frac{\Delta h}{h})$ und für die dielektrischen Verluste bei $\tan \delta = \pm 2 \cdot 10^{-5}$ bzw. $\pm 0,03 \cdot \tan \delta$, in Abhängigkeit davon, welcher Wert größer ist.

Eine ausführlichere Beschreibung der Messdaten über den gesamten untersuchten Frequenzbereich und der Vergleich mit Ringresonatormessungen findet sich in [2, 82]. Die ermittelten Materialparameter, die für den Entwurf von HF-Strukturen im Ka-Band verwendet wurden, sind in Tabelle 2.1 dargestellt. Für beide Materialien ergeben sich geringere Permittivitäten und geringere Verluste bei der SPDR-Messung, was auf zusätzliche Verluste und Fehler bei der Geometriebestimmung der Ringresonatormessung zurückgeführt werden kann. Für den Entwurfsprozess wurden eine Permittivität von 7,55 und ein Verlustwinkel von $6 \cdot 10^{-3}$ verwendet.

Material	Permittivität		Verlustwinkel $\tan \delta$ [10^{-3}]	
	Ringresonator	SPDR	Ringresonator	SPDR
DP-951	7,574	7,419	13,257	6,057
DP-943	7,583	7,444	10,060	1,872

Tabelle 2.1.: Ergebnis der Materialuntersuchung bei 20 GHz mit zwei Messverfahren als Grundlage des anschließenden Entwurfsprozesses.

2.2. Entwurf von Hochfrequenzkomponenten und Rekonfigurierbarkeit

Die Entwurfsmethodik, die bei der Entwicklung der Komponenten der Schaltmatrix-Nutzlast angewandt wurde, soll im Folgenden vorgestellt werden. Dabei beschränkt sich die Betrachtung auf planare Leitungsstrukturen und die LTCC-Technologie. Eine Übertragung der Betrachtungen auf andere Technologien und Problemstellungen wird dadurch nicht eingeschränkt. Ziel ist der Entwurf von Strukturen, die auch bei unvermeidlichen Herstellungstoleranzen zuverlässig funktionieren sowie die Entwicklung von Schnittstellen zwischen unterschiedlichen Leitungstypen.

2.2.1. Planare Leitungsstrukturen

Im planaren Fall sind die metallischen Strukturen auf diskreten Lagen vorhanden und ändern ihre Geometrie in Normalenrichtung der Substratoberfläche nicht. Die Verbindung der Elemente einzelner Lagen erfolgt mit Durchkontaktierungen.

Eines der grundlegenden Elemente der Hochfrequenztechnik ist die Übertragungsleitung, die einen geführten Energietransport ermöglicht. Es existieren verschiedene Leitungsformen, die je nach Anwendung verschiedene Vor- und Nachteile aufweisen [93]. Sie unterscheiden sich beispielsweise hinsichtlich Isolation, Dispersion, Verlusten und des benötigten Platzbedarfs. Anwendungen von Koplanarleitungen reichen bis 110 GHz, Hohlleiter bis in den THz-Frequenzbereich [94, 95].

Für die Anwendung in mehrlagigen Substraten sind vor allem geschirmte Leitungsanordnungen sinnvoll einsetzbar, da sie eine hohe Isolation zu benachbarten Leitungen, geringe Verluste und einfache Implementierung in Mehrlagentechnologien ermöglichen. Leitungsverluste von Mikrostreifen und vergrabenen Streifenleitungen in Kombination mit LTCC-Substraten werden in [96] betrachtet. Aufgrund des guten HF-Verhaltens, beispielsweise eines geringeren Dämpfungsbelags, bieten sich die vergrabene koplanare Leitung mit Masse (CPWG) und die komplett geschirmte koplanare Leitung (CPW2G) an [97]. Letztere bietet Vorteile durch eine zusätzlich hohe Modenreinheit und geringe Dispersion, die dazu führt, dass eine sehr große Bandbreite genutzt werden kann. Verglichen mit einer konventionellen Stripline ergeben sich außerdem geringere Verluste. Für Leitungen auf der Oberfläche eignet sich zusätzlich auch die Mikrostreifenleitung, die einfach realisierbar und berechenbar ist. Durch das geschichtete Dielektrikum ergibt sich allerdings ein deutlich dispersives Verhalten. Die Schnittstellen zu integrierten Schaltkreisen sind unterschiedlich ausgeführt, so dass auch Koplanarleitungen zum Einsatz kommen. Die Anbindung des Schaltmatrixmoduls erfolgt beispielsweise über koplanare Leitungen mit Rückseitenmetallisierung. Für die Nutzung von Kopplern und die Montage von Schottky-Dioden auf dem VCO-Modul sollen dagegen Mikrostreifenleitungen verwendet werden. Die Verbindung der beiden Leitungstypen bildet daher eine typische Aufgabenstellung, bei der unterschiedliche Herangehensweisen, basierend auf dem Anpassen der Signalleiterbreite, dem Einsatz von Tapern oder dem Reduzieren der Massefläche, eingesetzt werden können.

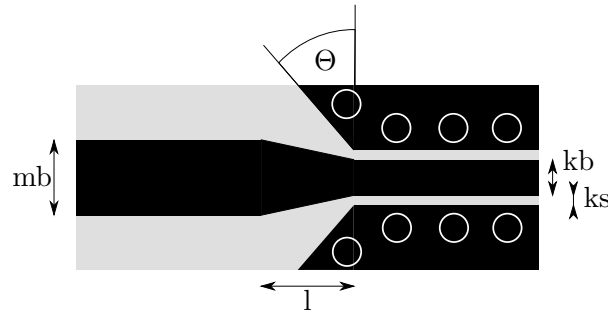


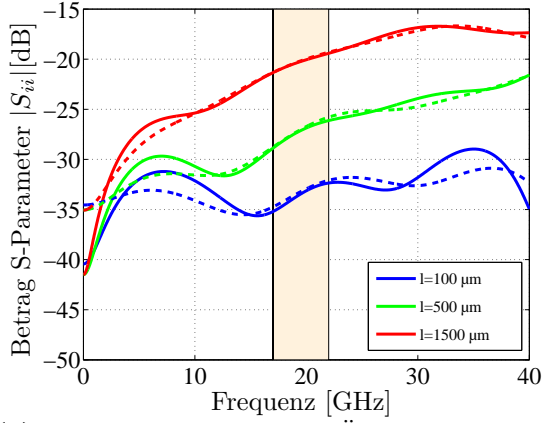
Abbildung 2.10.: Übergang zwischen Mikrostreifen- und Koplanarleitung mit einer linearen Anpassung des Signalleiters über die Länge l ohne eine Weiterführung der seitlichen Masse der Koplanarleitung. Die Impedanzen von $50\ \Omega$ werden bei gegebenem Schichtaufbau über die Parameter Signalleiterbreite mb und kb sowie das Spaltmaß ks eingestellt.

2.2.2. Übergänge zwischen koplanaren Leitungen mit Rückseitenmetallisierung und Mikrostreifenleitungen

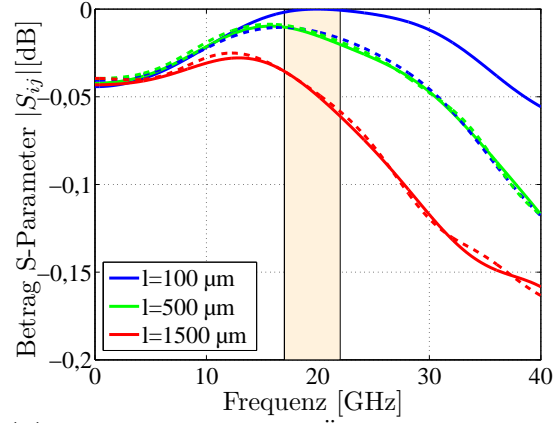
Zwei häufig eingesetzte Leitungstypen sind die Mikrostreifenleitung und die Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung. Verschiedene Ansätze für einen Übergang zwischen diesen beiden Leitungstypen können verfolgt werden und werden in der Literatur beschrieben. In [98] wird der Übergang durch Stichleitungen realisiert, die einen Abschluss der koplanaren Masse ermöglichen. Dabei wird eine Stichleitungslänge von $\lambda/4$ benötigt, was vor allem bei niedrigen Frequenzen zu großen Abmessungen führt. In [99] wird ein Übergang beschrieben, der eine Koplanarleitung ohne Rückseitenmetallisierung verwendet und einen linearen Verlauf zwischen den beiden Signalleitern verwendet. Der Übergang wird mit den beiden Parametern Übergangslänge l und Aufweitung der Masse (Winkel Θ in Abb.2.10) beschrieben. Dabei wird deutlich, dass die Kontur der Massefläche sowie die Form des Signalleiters zwischen den beiden Leitungstypen verschiedenen Funktionen folgen können. Aufbauend auf diesen Quellen wurde der Entwurf eines solchen linearen Übergangs durchgeführt, der zusätzlich eine galvanische Masseverbindung vorsieht, um die Ströme entlang der Leitung führen zu können und gleichzeitig zur Schirmung benachbarter Leitungen beizutragen.

Im Folgenden werden unterschiedliche Ansätze miteinander verglichen. Ausgehend von einem abrupten Übergang wird anschließend ein Übergangsbereich eingeführt, in dessen Verlauf die Signalleiterbreiten aneinander angepasst werden. Dabei können lineare Funktionen oder komplexere Verläufe der Signalleiterbreite verwendet werden (siehe Abb. 2.10 und 2.13).

Im ersten Schritt werden die Abmessungen der Leitungselemente in Form der Signalleiterbreite mb sowie kb als auch des koplanaren Spalts ks für eine Leitungsimpedanz von $Z_L = 50\ \Omega$ berechnet (siehe Abb. 2.10). Dazu kann auf grundlegende Gleichungen und Untersuchungen zurückgegriffen werden [100–103], die beispielsweise die Verluste, Positionierung der Vias, Breiten der Masseflächen etc. adressieren [104]. Verglichen mit der Mikrostreifenleitung verfügt die Koplanarleitung bei gegebener Impedanz über einen



(a) Reflexionsdämpfung des Übergangs für unterschiedliche Taperlängen.



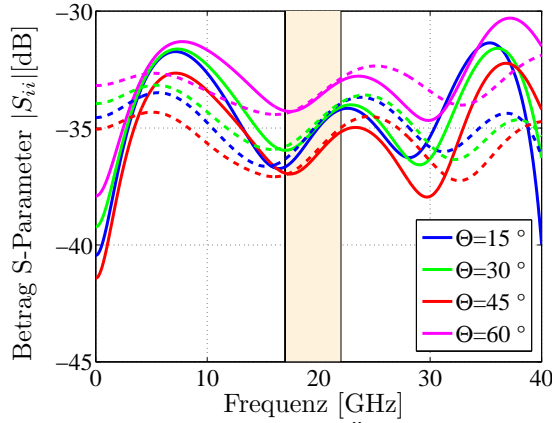
(b) Einfügedämpfung des Übergangs für unterschiedliche Taperlängen.

Abbildung 2.11.: Simulationsergebnisse für den Übergang zwischen Mikrostreifen- und Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung und linearem Taper zwischen den beiden Signalleitern. Unterschiedliche Taperlängen wurden betrachtet, wobei die koplanare Masse vor dem Taper endet. Die gestrichelten Kurven beziehen sich auf die Anregung von der Seite der Mikrostreifenleitung, der hervorgehobene Bereich kennzeichnet den Downlink-Frequenzbereich des Ka-Bands.

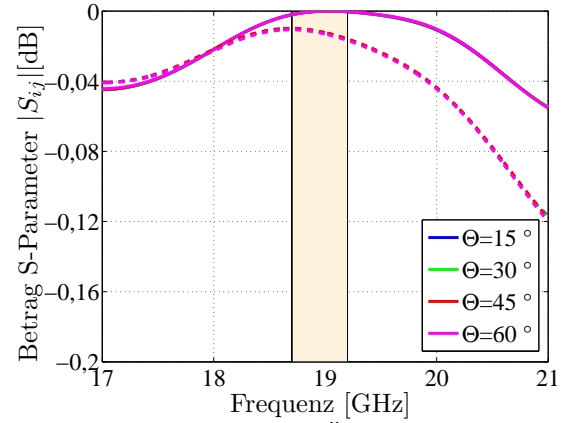
zusätzlichen Freiheitsgrad, der sich aus der Wahl der Signalleiterbreite oder des zugehörigen Spalts ergibt. Damit die Kontaktierung der Koplanarleitung mit passenden Messspitzen erfolgen kann, muss beispielsweise bei einem Spitzenabstand (Pitch) von $200\ \mu\text{m}$ die folgende Bedingung erfüllt werden:

$$\frac{kb}{2} + ks + 50\ \mu\text{m} \leq 200\ \mu\text{m} \quad (2.7)$$

Die Toleranz von $50\ \mu\text{m}$ stellt eine zuverlässige Kontaktierbarkeit sicher. Zusätzlich sind die Substrathöhe und Metallisierungseigenschaften wichtige Einflussgrößen für die Impedanzberechnung. Aufbauend auf den modellbasierten geometrischen Abmessungen wird eine numerische Feldberechnung und Optimierung durchgeführt. Die sich daraus ergebenden akkuraten Strukturvorgaben bilden die Grundlage der weiteren Betrachtung. Im einfachsten Fall (nach Abb. 2.10) wird ein direkter Übergang gewählt, unter der Bedingung $\Theta = 0^\circ$, $l \rightarrow 0$ und $kb + 2 \cdot ks \geq mb$, um Kurzschlüsse zwischen der Mikrostreifenleitung und der Masse der Koplanarleitung zu vermeiden. Bei $kb \geq mb$ würde auf der Koplanarleitung der Mikrostreifenmode ausbreitungsfähig sein, so dass dadurch die Abmessung des koplanaren Signalleiters limitiert ist. Dieser kann allerdings durch Veränderung der Masseebenen oder durch Reduzierung der Substrathöhe unterbunden werden. Der hier vorgestellte Ansatz geht von einer konstanten Massefläche / Substrathöhe mit abschnittsweise veränderter Signalleiterbreite aus. Wesentlich ist dabei nicht nur die Anpassung der beiden Leitungsimpedanzen, sondern auch die Angleichung der Felder, so dass ein reflexionsarmer Modenübergang ermöglicht wird.



(a) Reflexionsdämpfung des Übergangs bei unterschiedlichem Winkel Θ des linearen Tapers.



(b) Einfügedämpfung des Übergangs für unterschiedlichem Winkel Θ des linearen Tapers.

Abbildung 2.12.: Einfluss des Winkels der Massefläche des linearen Tapers zwischen einer Mikrostreifen- und Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung nach Abb. 2.10 für eine Taperlänge von $100\mu\text{m}$. Die gestrichelten Kurven beziehen sich auf die Anregung von der Seite der Mikrostreifenleitung.

Beim linearen Übergang (linearer Taper nach Abb. 2.10 mit $\Theta = 0^\circ$) ergibt sich der zusätzliche Parameter Übergangslänge l . Die koplanare Masse endet dabei am Beginn des Tapers und es zeigt sich eine deutliche Beeinträchtigung des Übertragungsverhaltens mit zunehmender Taperlänge (siehe Abb. 2.11). Im Downlinkbereich des Ka-Bands (in den Abbildungen jeweils hervorgehoben) verschlechtert sich die Anpassung von 32,35 dB auf 19,3 dB bei Erhöhung der Einfügedämpfung von 0,0018 dB auf 0,0611 dB für die Änderung der Taperlänge von $l=100\mu\text{m}$ auf $l=1500\mu\text{m}$. Dabei wurde die Gesamtlänge der Struktur beibehalten. Aus Sicht der Mikrostreifenleitung nimmt über den Verlauf des Tapers die Impedanz der Leitung zu, was zu einer zunehmenden Reflexion der einfallenden Welle führt. Entsprechend muss die Masse der Koplanarleitung zur Kompensation verlängert werden.

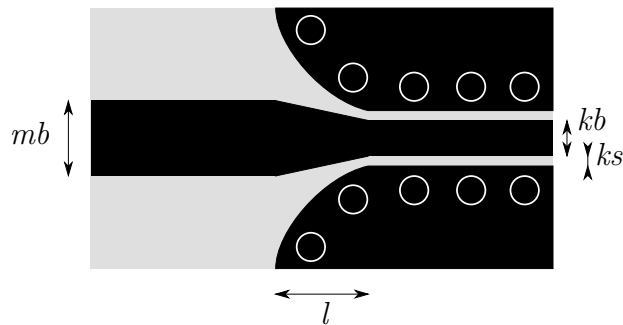


Abbildung 2.13.: Übergang zwischen Mikrostreifen- und Koplanarleitung mit einer linearen Anpassung des Signalleiters über die Länge l mit Anpassung der seitlichen Masse der Koplanarleitung für einen konstanten Verlauf der Impedanz entlang des Übergangs.

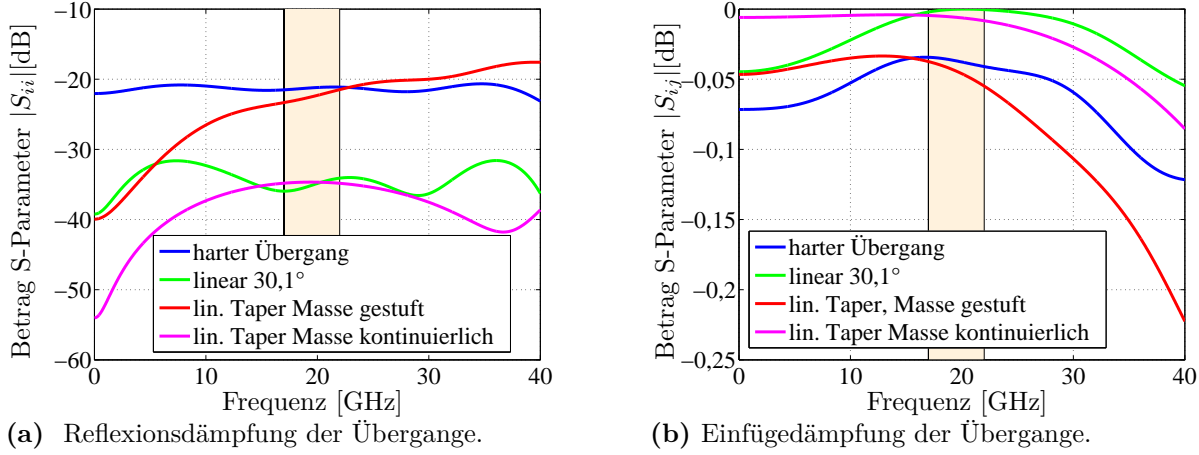


Abbildung 2.14.: Vergleich unterschiedlicher Ansätze für den Übergang zwischen Mikrostreifenleitung und Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung. Verglichen mit dem harten Übergang weisen optimierte Taper ein besseres Verhalten auf. Eine nichtlineare Aufweitung der Masse wird bei kontinuierlichem Verlauf das beste Verhalten aufweisen.

Wird die Masse der Koplanarleitung weitergeführt ($\Theta \neq 0^\circ$), so muss diese entlang des Tapers aufgeweitet werden, um an der Schnittstelle mit der Mikrostreifenleitung idealerweise keine Beeinträchtigung der Feldverteilung zu verursachen. Der Einfluss des Winkels Θ auf das Übertragungsverhalten ist in Abbildung 2.12 exemplarisch für vier Winkel dargestellt. Dabei wird ersichtlich, dass es einen geringen Einfluss auf die Reflexionsdämpfung gibt, da bei allen Varianten eine Reflexionsdämpfung $|S_{ii}| \geq 33 \text{ dB}$ erreicht wird.

Das Optimum dieser Konfiguration ergibt sich bei $\Theta = 30,1^\circ$. Verglichen mit dem linearen Übergang kann eine Verbesserung der Anpassung von minimal 20,7 dB auf 31,6 dB erreicht werden. Diese Herangehensweise zeigt bereits ein gutes HF-Verhalten und kann aufgrund der zwei Parameter einfach realisiert werden.

Idealerweise ändert sich die Leitungsimpedanz über den Verlauf des Tapers nicht. Daher wird für den Ansatz $kb \leq mb$ der lineare Verlauf des Signalleiters beibehalten und abschnittsweise die Spaltbreite für eine Koplanarleitung mit einer Impedanz von $Z_L = 50 \Omega$ berechnet. Bei einer großen Anzahl von Abschnitten ergibt sich ein kontinuierlicher Kurvenverlauf, ähnlich zu Abbildung 2.13. Für die Beschreibung einer solchen Kontur kann eine Funktion (z.B. ein Polynom) definiert werden, die auch zur Berechnung von Zwischenschritten genutzt werden kann. Das Verhalten eines solchen Übergangs ist in Abbildung 2.14 dargestellt und wird mit den optimalen Ergebnissen der anderen Ansätze verglichen. Es ist deutlich erkennbar, dass der kontinuierliche Übergang das beste Verhalten zeigt und eine minimale Reflexionsdämpfung von 34,7 dB aufweist. Ähnlich gute Anpassung bei 20 GHz weist der lineare Ansatz mit $\Theta = 30^\circ$ auf, der allerdings eine größere Welligkeit besitzt. Das Verhalten des gestuften Übergangs ist teilweise schlechter als der harte Übergang zwischen den beiden Leitungsformen, was auf die mehrfachen

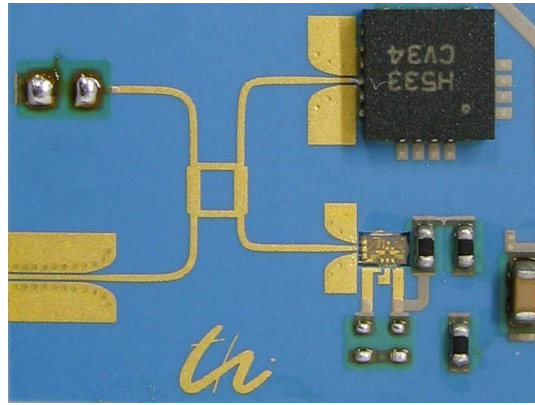


Abbildung 2.15.: Kombination eines Mikrostreifen-Hybridkopplers mit koplanaren Schnittstellen der verwendeten Bauteile und Leitungen als Teil des VCO-Moduls (hier Ausschnitt). Der hier eingesetzte Leitungsübergang kann aufgrund der geringen geometrischen Abmessung leicht implementiert werden und weist ähnlich gute HF-Eigenschaften auf wie der Ansatz nach Abb. 2.13.

Unstetigkeitsstellen zurückzuführen ist. Das Potential dieses Ansatzes wird im direkten Vergleich mit der kontinuierlichen Massenaufweitung deutlich.

Ein solcher Übergang wurde an verschiedenen Stellen des Experiments eingesetzt und mit einer Länge von 1 mm realisiert (siehe Abb. 2.15).

2.2.3. Rekonfigurierbarkeit

In modernen Übertragungssystemen müssen oft verschiedene Frequenzen und Kommunikationsstandards gleichzeitig unterstützt werden, oder die Charakteristik soll sich anpassen lassen. Dazu werden häufig schmalbandige Filter hoher Steilheit für unterschiedliche Kanäle eines großen Frequenzbereichs benötigt. Dabei ergeben sich unterschiedliche Anforderungen, beispielsweise bezüglich der Bandbreite und des zu verwendenden Ausschnitts des Spektrums (Kanal). Die Anpassung der Eigenschaften soll typischerweise während des Betriebs möglich sein und eine hohe Dynamik aufweisen. Unterschiedliche technische Realisierungen solcher rekonfigurierbaren frequenzselektiven Baugruppen werden vorgestellt.

Zwischen diskreten Zuständen kann mit Hilfe von Schaltern gewechselt werden. Dadurch lassen sich beispielsweise verschiedene schmalbandige Filter in einen Übertragungspfad einbinden. Schalter ermöglichen eine gute Isolation der unterschiedlichen Signalpfade, erhöhen aber gleichzeitig die Einfügedämpfung des Systems. Mit geschalteten Topologien kann außerdem keine kontinuierliche Anpassung der HF-Eigenschaften erfolgen, sondern nur eine approximierte Annäherung durch schnelle Taktung oder viele Schaltzustände. Alternativ lassen sich Filter abstimmen, indem veränderliche Kapazitätswerte in Form von Varaktoren in der Schaltung eingesetzt werden. Die Steuerung erfolgt mit einer Gleichspannung und erlaubt eine kontinuierliche Veränderung des Kapazitätswerts, und damit die Beeinflussung von Filtereigenschaften. Darüber lassen sich beispielsweise auch

herstellungsbedingte Abweichungen, Temperatureinflüsse oder Streuungen von Bauteilparametern kompensieren, so dass ein einheitliches Systemverhalten erreicht werden kann.

Gerade in Kombination mit Metamaterialien ergibt sich das Potential einer deutlichen Miniaturisierung. Dabei werden periodische Strukturen aufgebaut, deren Abmessungen deutlich kleiner als die Wellenlänge sind und die Übertragungseigenschaften aufweisen, welche sich mit einer negativen Phasengeschwindigkeit beschreiben lassen. Für die Sendefrequenzen der Mobilkommunikation können diskrete Komponenten zur Nachbildung von Übertragungsleitungen eingesetzt werden. Beispiele solcher Umsetzungen finden sich in [105–107]. Die sich bei solchen Strukturen ergebende negative Phasenverschiebung lässt sich für eine Miniaturisierung nutzen, da ursprünglich elektrisch lange Leitungen z.B. von 270° auf 90° mit linkshändigen Leitungsstrukturen verkürzt werden können, was einer Phasenänderung von -90° entspricht. Aufgrund der diskreten Komponenten ist eine Übertragung der Ansätze auf Mikrowellenstrukturen nicht einfach möglich, da die Abmessungen der Komponenten in der Größenordnung der Wellenlänge liegen.

Der Einsatz von Materialien mit feldabhängigen elektrischen Eigenschaften wie Barium-Strontium-Titanat $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ stellt eine weitere Möglichkeit der Rekonfigurierbarkeit dar. Durch Anlegen starker elektrischer Felder (einige $\frac{kV}{mm}$) verändern diese Materialien ihre Permittivität, was sich in Phasenschiebern, Filtern etc. einsetzen lässt. Die hohen Feldstärken können auch bei geringen Gleichspannungen ($U_{DC} \leq 10\text{ V}$) durch die Verwendung dünner Materialschichten realisiert werden [108].

Eine weitere Möglichkeit ist die Verwendung von Flüssigkristallen, die in Hohlleiter eingebracht werden, um durch Anlegen eines elektrischen Feldes eine Veränderung der Ausrichtung der Kristalle und somit eine Veränderung der Übertragungseigenschaften (Phasengeschwindigkeit) zu erreichen. Ein vorgestelltes Bandpassfilter mit einer Mittenfrequenz von 35 GHz erreicht durch Steuerspannungen bis 40 V eine Phasenänderung von 117° und dadurch eine Abstimmbarkeit des Filters von 6,7 % bei geringer Schwankung der Einfügedämpfung [109]. Die Realisierung hermetischer Module und die Alterungseigenschaften sind aber bisher noch nicht ausreichend untersucht.

Die Nutzung neuartiger Technologien in Satellitensystemen ist mit der Forderung nach technologischer Reife und Zuverlässigkeit verbunden. Daher werden vielversprechende neue Technologien teils gar nicht oder nur mit großen Verzögerungen in Satellitenkomponenten eingesetzt. Die direkte Nachbildung etablierter Funktionen mit kompakten Modulen stellt daher den ersten Schritt der technologischen Weiterentwicklung von Satellitensystemen dar und verbessert dadurch deren Akzeptanz. Anschließend können zusätzliche Anwendungsgebiete erschlossen werden, die sich beispielsweise aus der relativ hohen Schaltgeschwindigkeit der verwendeten Halbleiterschalter ergeben. Daher beschränkt sich die Betrachtung von Rekonfigurierbarkeit im Rahmen dieser Arbeit auf die Implementierung von Schaltern in Form einer Schaltmatrix. Der Nachweis der Raumfahrttauglichkeit der LTCC-Technologie soll daher anhand dieses Moduls erfolgen.

2.2.4. Robuster Entwurf von Mikrowellenstrukturen

Der folgende Abschnitt beschreibt einen robusten Entwurfsprozess, bei dem die unvermeidlichen Schwankungen der Prozessparameter in den Entwurfsvorgang einbezogen werden und bei dem neben den elektrischen Eigenschaften die Ausbeute optimiert wird. Um aussagekräftige statistische Ergebnisse zu erhalten, ist allgemein eine große Anzahl von Simulationsdurchläufen erforderlich. Der Einsatz von modellbasierten Berechnungen und schnellen Feldberechnungsmethoden (z.B. Momentenmethode) bildet die Grundlage einer effektiven Voruntersuchung im Gegensatz zur numerischen Vollwellensimulation (z.B. FDTD).

Für alle wesentlichen Parameter wie Geometrien, Materialeigenschaften, Montageabweichungen etc. werden typische Toleranzen angenommen. Für eine große Anzahl von zufälligen Änderungen der Parameterwerte wird jeweils das elektrische Verhalten berechnet, welches mit den Vorgaben einer Spezifikation verglichen wird. Das Verhältnis der erfolgreichen zu den fehlerhaften Varianten wird als Ausbeute bezeichnet. Ziel der Entwurfsanpassung ist daher eine Maximierung der Ausbeute. Dies stellt häufig einen Kompromiss zwischen bestmöglichem elektrischen Verhalten und der Robustheit gegenüber Schwankungen der Einflussgrößen dar.

Um die Zahl der Parameter möglichst klein zu halten, wird zu Beginn eine Empfindlichkeitsuntersuchung durchgeführt, die den Einfluss der einzelnen Parameteränderungen auf das Gesamtverhalten beschreibt. Weniger ausschlaggebende Parameter können in den ersten Entwurfs- und Optimierungsphasen vernachlässigt werden und reduzieren daher die Zahl der Freiheitsgrade und damit die Zahl der notwendigen Simulationsläufe. Die ursprünglich gewählte Struktur sollte bereits unter Berücksichtigung der technologischen Randbedingungen entworfen werden. Die Empfindlichkeit S (siehe Gl. 2.8) beschreibt die Änderung des Systemverhaltens G durch eine Änderung eines Parameters p_i aus dem Parameterraum P (p_1, \dots, p_n) für genau einen Ausgangspunkt.

$$S_{p_i} = \frac{\partial G(P)}{\partial p_i} \quad (2.8)$$

Obwohl durch das Ausschließen von Parametern geringer Empfindlichkeit die Zahl der Parameter reduziert werden kann, verbleibt oft ein großer Parameterraum, der untersucht werden muss, um ein Optimum der Ausbeute zu finden [110]. Dazu kann auf die Methode der statistischen Versuchsplanung (DoE - Design of Experiments) zurückgegriffen werden [110–112]. Dabei wird ein Parameterraum aufgespannt, der im Fall einer faktoriellen Betrachtung diskrete Schritte für jeden Parameter vorsieht. Dies wird um einen Startwert ausgeführt, wobei die Schritte typischerweise auf ± 1 normiert werden. Anschließend wird für eine Auswahl von Kombinationen das Systemverhalten bestimmt. Da auf eine volle Permutation verzichtet wird, kann gerade bei komplexen Systemen die Zahl der notwendigen Berechnungen (Experimente) reduziert werden. Sinnvoll ist dies vor allem bei kostenintensiven Teststrukturen oder aufwendigen Berechnungen. Zusätzlich ermöglicht diese Herangehensweise die Extraktion der Haupteffekte sowie Abhängigkeiten zwischen den Parametern, so dass diese sich auf gemeinsame Parameter reduzieren lassen.

Am Beispiel einfacher Leitungsstrukturen wird das Vorgehen grob beschrieben. Dort kann anhand analytischer bzw. empirischer Gleichungen zur Impedanzberechnung eine direkte quantitative Abschätzung der Leitungsimpedanzänderung und damit der Empfindlichkeit erfolgen. Die hier verwendete Methode kann auf nahezu beliebige Mikrowellenstrukturen und Systeme angewendet werden und externe Einflussgrößen wie der Bearbeiter, Prozesszeit, Losnummer etc. berücksichtigen, und so zur Erhöhung der Reproduzierbarkeit und der damit verbundenen Ausbeute eingesetzt werden.

Nach der Optimierung aller Komponenten anhand der wesentlichen Parameter verbleibt die finale Optimierung mit einem dreidimensionalen Berechnungsprogramm. Die endgültige Anpassung der Parameter, die Kombination von Komponenten und das Abstimmen der Leitungslängen basiert hier auf den Berechnungen mit dem Programmpaket CST Microwave Studio [113]. Durch den Einsatz des Zeitbereichslösers, der auf der Methode der Finiten Integrationstechnik (FIT) basiert [114], liefert ein einzelner Simulationslauf die Streuparameter über den gesamten zu untersuchenden Frequenzbereich und es werden sämtliche Verkopplungen zwischen den Elementen des Lösungsraums berücksichtigt, die bei der blockbasierten Entwurfsmethode nicht automatisch berücksichtigt werden können. Dies wird durch die numerische Lösung der Maxwell'schen Gleichungen in diskreten räumlichen und zeitlichen Schritten erreicht. Das Verfahren ähnelt dem Finiten Differenzen im Zeitbereich Algorithmus (FDTD) [115].

Bei der LTCC-Technologie lassen sich durch mehrfache iterative Anpassungen der Entwürfe und entsprechender Kompensation der Abweichungen die hergestellten Geometrien denen des Entwurfs anpassen und so sehr gute Übereinstimmungen zwischen den elektrischen Simulationswerten und den Messdaten erreichen. Die stets verbleibende geometrische Unsicherheit, die typischerweise Werte von $5\ \mu\text{m}$ annimmt, ergibt sich aus zufälligen Fehlern und kann bei Strukturgrößen, die nahe der technologischen Grenzen liegen, nur lokal optimiert werden.

Ziel des robusten Entwurfs ist die Auslegung von HF-Strukturen in einer Weise, dass kleine Änderungen der Geometrie, die sich zwangsweise ergeben, einen minimalen Einfluss auf die resultierenden HF-Eigenschaften des Moduls aufweisen. Wird näherungsweise von einem linearen Zusammenhang zwischen der Änderung einer Systemeigenschaft und einem Modellparameter ausgegangen, kann über die ersten Glieder einer Taylorreihe eine Vorhersage der Empfindlichkeit getroffen werden. Daraus ergibt sich bei bekannter geometrischer Änderung beispielsweise die Abhängigkeit der Leitungsimpedanz einer Koplanarleitung nach Gleichung 2.9.

$$Z_{\text{Toleranz}} \approx Z_0 + S_w \Big|_R \Delta w_T = Z_0 + \frac{\partial Z}{\partial w} \Big|_R \Delta w_T \quad (2.9)$$

Dabei ist der Wert Z_0 die Referenzimpedanz, die dem Zielwert der Simulation entspricht. Der zweite Summand beschreibt die Änderung der Impedanz als Produkt der Sensitivität und der Abweichung des Parameter Δw_T durch Toleranzen w_T um den Referenzwert. Dieses Verhalten ist in Abbildung 2.16 dargestellt. Die prozentuale Änderung der $50\ \Omega$ Leitungsimpedanz einer Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung resultiert aus einer Herstellungsabweichung vom Zielwert von $5\ \mu\text{m}$. Das Spaltmaß wurde jeweils bei gegebener

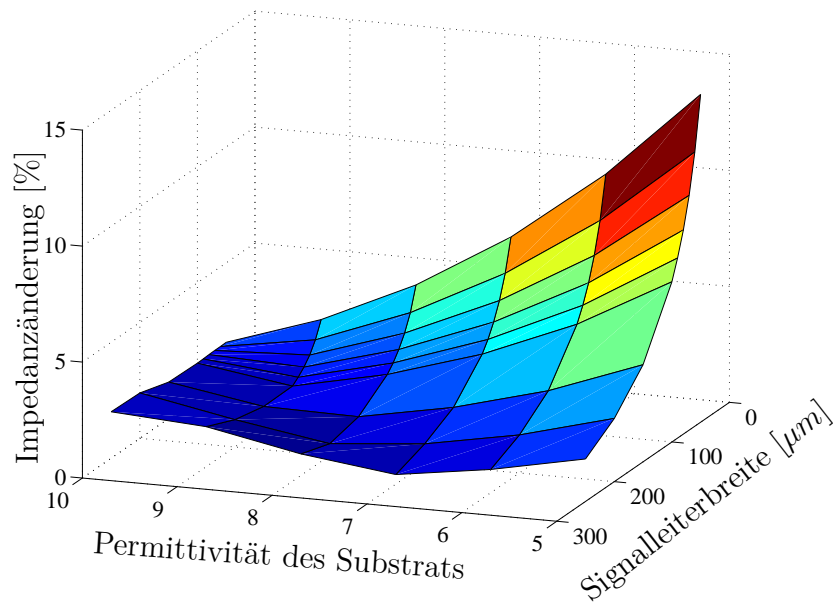


Abbildung 2.16.: Prozentuale Änderung der Leitungsimpedanz einer Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung bei Abweichung der Leitungsgeometrie um $5\mu\text{m}$ von der Sollimpedanz 50Ω als Funktion der gewählten Signalleiterbreite und der Permittivität des Substrats für eine Substrathöhe von $200\mu\text{m}$ und eine Leitungsimpedanz von 50Ω .

ner Signalleiterbreite für die gewünschte Leitungsimpedanz berechnet. In Abhängigkeit von der Permittivität und der Signalleiterbreite ergeben sich dabei deutlich unterschiedliche Änderungen der Leitungsimpedanz. Erkennbar ist die Zunahme der Empfindlichkeit für kleinere Signalleiterbreiten, da dadurch der relative Fehler zunimmt.

Eine Erhöhung der Zuverlässigkeit kann meist nur erreicht werden, wenn Freiheitsgrade im System genutzt werden können. Bei einfachen Leitungselementen wie der Mikrostreifenleitung ergibt sich bei gegebenem Substrat für eine gesuchte Impedanz genau eine Leitungsbreite. Der Einsatz der LTCC-Technologie ermöglicht unter Beibehaltung des Materialsystems die Verwendung unterschiedlicher Materialstärken oder die Kombination einzelner Lagen zur Erhöhung der Zahl der Freiheitsgrade. Die Nutzung alternativer Leitungstypen wie der Koplanarleitung resultiert neben den bekannten Vorteilen [2, 116] in einem zusätzlichen Freiheitsgrad durch die beiden Parameter Signalleiterbreite und Spaltbreite, die in gewissen Grenzen unter Beibehaltung der Impedanz verändert werden können. Bei gegebenem Substrat muss zusätzlich ein Kompromiss zwischen Miniaturisierung der Abmessungen, der Vermeidung ungewünschter Moden und möglichst robustem Verhalten gefunden werden.

Die Anwendung der Faktorisierung auf dieses Beispiel liefert anhand von acht Stützstellen Aussagen über die Signifikanz der Parameter. Im Gegensatz zur Empfindlichkeitsanalyse wird hierbei eine definierte Änderung der Werte vorgenommen, die auf Erfahrungswerten beruht und daher Aussagen liefert, die direkt von den spezifischen Herstellungstoleranzen abhängen.

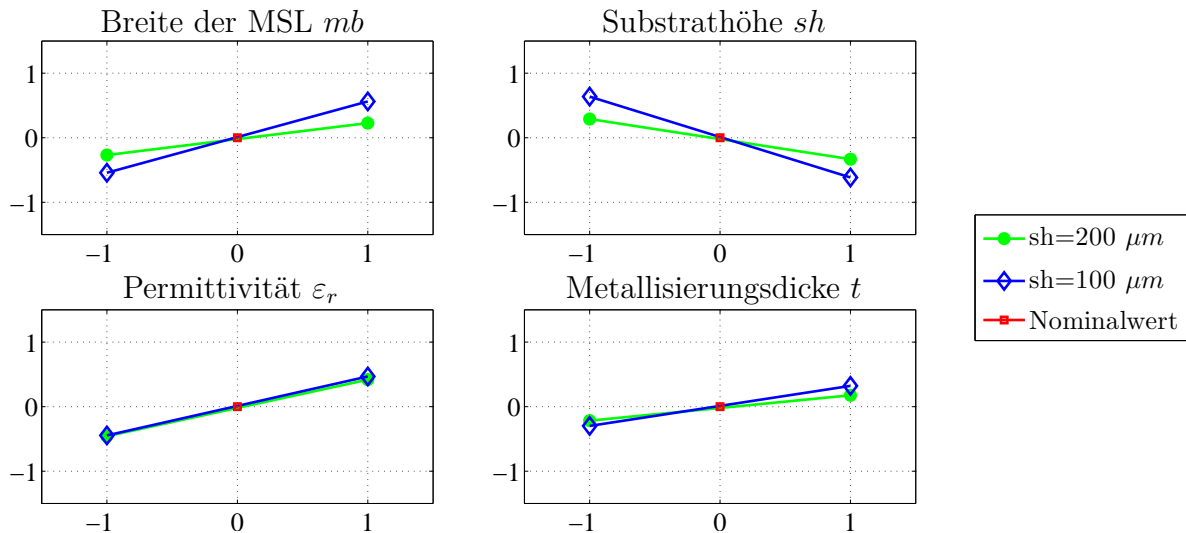


Abbildung 2.17.: Die Darstellung des Haupteffekts verdeutlicht den Einfluss der Parameter auf die Leitungsimpedanzänderung einer Mikrostreifenleitung. Der Anstieg der unterschiedlichen Varianten verdeutlicht die Empfindlichkeit des jeweiligen Parameters.

In Abbildung 2.17 ist der Einfluss der vier Parameter Signalleiterbreite w , Substrathöhe sh , Permittivität ϵ_r und Metallisierungsdicke t auf die Impedanz einer Mikrostreifenleitung dargestellt. Die Änderung der Parameter über die kodierten Schrittweiten von ± 1 betragen bei $w \pm 5\ \mu m$, $sh \pm 2,5\ \mu m$, $\epsilon_r \pm 2\%$ und bei $t \pm 2\ \mu m$, wobei Null den nominalen Entwurfswert darstellt. Der unterschiedliche Anstieg der linearen Funktionen ergibt sich aus dem unterschiedlich starken Einfluss der Parameter. Der Anstieg der Geraden lässt keine Aussage über das Vorzeichen der Änderung der Leitungsimpedanz zu.

Der Einfluss wurde für die beiden Substrathöhen $100\ \mu m$ und $200\ \mu m$ betrachtet und fällt bei größerer Substrathöhe geringer aus, was anhand der beiden Parameter Signalleiterbreite und Substrathöhenänderung erkennbar ist. Der Einfluss der Permittivität weist keine signifikante Abhängigkeit von der Substrathöhe ab, während bei der Metallisierungsdicke eine geringere Wirkung bei zunehmender Substrathöhe erkennbar ist. Die Verwendung von größeren Substrathöhen erscheint daher vorteilhaft, da die Empfindlichkeit gegenüber Änderungen der wesentlichen Parameter geringer ausfällt. Damit ist eine Verbreiterung des Signalleiters und damit ein höherer Platzbedarf verbunden.

Abbildung 2.18 verdeutlicht den Zusammenhang für eine Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung. Der Vergleich unterschiedlicher Varianten basiert auf zwei Substrathöhen und zwei vorgegebenen Spaltbreiten. Mit zunehmender Substrathöhe nimmt der Einfluss der Leitungsbreite aufgrund des geringeren relativen Fehlers ab. Die Metallisierungsdicke wirkt sich für gleiche Spaltmaße ähnlich stark aus und der Einfluss wird mit zunehmendem Spaltmaß geringer. Der Effekt der Signalleiterbreite ist größer, wenn der verwendete Spalt kleiner wird, was für beide Substrathöhen deutlich wird. Da dies vorrangig von der Änderung des Spalts abhängt und der Signalleiter deutlich breiter ist, ergibt sich keine wesentliche Abhängigkeit von der Substrathöhe. Der Einfluss der

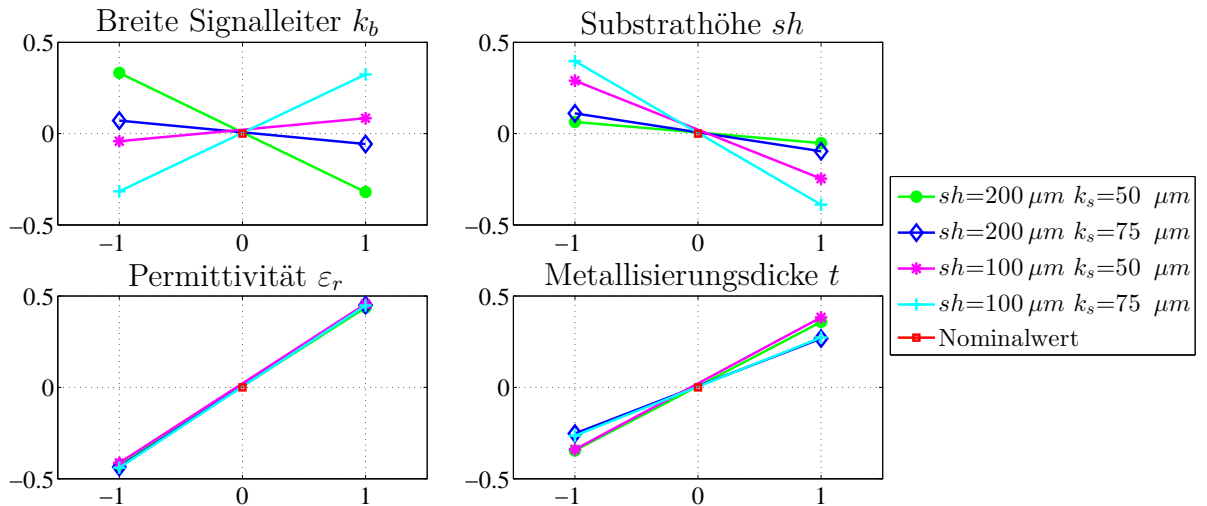


Abbildung 2.18.: Die Darstellung des Haupteffekts verdeutlicht den Einfluss der Parameter auf die Leitungsimpedanzänderung einer Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung. Der Anstieg der unterschiedlichen Varianten verdeutlicht den Einfluss des jeweiligen Parameters.

Permittivitätsänderung ist relativ unabhängig von den anderen Parametern, während die Metallisierungsdicke bei geringen Spaltmaßen ein leicht empfindlicheres Verhalten aufweist.

Die Tatsache, dass sich die Geraden in Abbildung 2.18 beispielsweise für die Signalleiterbreite schneiden, deutet auf eine Abhängigkeit unter den Parametern hin. Eine Reduzierung der Parameterzahl ist dadurch möglich. Beispielsweise ist die Änderung der Signalleiterbreite direkt mit der Änderung des Spaltmaßes verbunden. Diese Zusammenhänge sind für dieses Beispiel auch anhand der Formeln zur Impedanzberechnung ableitbar. Das Verfahren ist dagegen universell auch für komplexe Systeme einsetzbar, für die keine analytischen Beschreibungen existieren. Im Rahmen der Entwicklung der keramischen Komponenten wurde dadurch der erste Iterationsschritt beschleunigt, indem die Zahl der Parameter der zu entwerfenden Funktionseinheiten reduziert werden konnte.

2.3. Anforderungen bei der Entwicklung von Satellitenkomponenten

2.3.1. Bahnmechanik und Orbits

Es lassen sich verschiedene Orbits nutzen, um Satelliten definiert auf stabilen Bahnen um die Erde rotieren zu lassen. Diese weisen unterschiedliche Vor- und Nachteile auf und können nach verschiedenen Kriterien sortiert werden: geo- und sonnensynchron, nach Bahnhöhe, kreisförmiger oder elliptischer Bahn etc. [117–119]. Für die allgemei-

ne Beschreibung sollen vereinfacht kreisförmige Orbits betrachtet werden. Ähnliche Betrachtungen lassen sich auch für reale Anwendungen mit annähernd elliptischen Bahnen, veränderlichen Randbedingungen (z.B. Sonnenwind) und inhomogener Gravitation anstellen.

Damit Satelliten auf ihrer Bahn verweilen, müssen sich die auf sie wirkenden Kräfte im Gleichgewicht befinden. Die dominierenden Kräfte sind die Gravitationskraft F_G (Gl. 2.10) und die aufgrund der Rotationsbewegung auftretende Zentrifugalkraft F_Z (Gl. 2.11). Durch Gleichsetzen dieser Kräfte ergibt sich ein fester Zusammenhang zwischen Umlaufzeit T (2.12) und damit der Bahngeschwindigkeit sowie der Orbithöhe h . Dabei steht γ für die Gravitationskonstante, m_e und m_s für die Masse der Erde und des Satelliten, r für den Abstand zwischen den beiden Schwerpunkten und ω für die Winkelgeschwindigkeit.

$$F_G = \gamma \cdot \frac{m_e \cdot m_s}{r^2} \quad (2.10)$$

$$F_Z = m_s \cdot \omega^2 \cdot r = m_s \cdot \left(\frac{2\pi}{T}\right)^2 \cdot r \quad (2.11)$$

$$T = \frac{2\pi \cdot r^{\frac{3}{2}}}{\sqrt{\gamma \cdot m_e}} \quad (2.12)$$

Unter Verwendung der Angaben aus Tabelle 2.2 ergibt sich für die Bahnhöhe eines geostationären Satelliten entsprechend Gleichung 2.13 eine Höhe über der Erdoberfläche von 35.786 km. Der Wert r bezieht sich dabei auf den Abstand der Schwerpunkte, in Gl. 2.13 muss daher der Erdradius abgezogen werden, um den Abstand des Satelliten von der Erdoberfläche r_s zu erhalten. Der Wert T_s entspricht dem siderischen Tag, der ca. 4 Minuten kürzer ist als der üblicherweise verwendete Sonnentag.

$$r_s = \sqrt[3]{\frac{\gamma \cdot m_e \cdot T_s^2}{(2\pi)^2}} - r_e \quad (2.13)$$

Diese hier dargestellten grundlegenden Beschreibungen sind in der Realität deutlich komplexer. Verschiedene Einflüsse wie beispielsweise die Abplattung der Erde, die ungleiche Verteilung der Masse, bei niedrigen Bahnen die Auswirkung der Atmosphäre, Strahlung und magnetische Momente, die auf den Satelliten einwirken, bleiben bei der Berechnung unberücksichtigt. Für die Abschätzung der Umlaufzeiten sind diese Betrachtungen allerdings ausreichend.

Auf einem solchen geostationären (geosynchronen) Orbit bewegt sich der Satellit nicht mehr relativ zur Erde und kann daher für die permanente Kommunikationsversorgung eines begrenzten Gebiets genutzt werden, wie es beispielsweise bei der Fernsehübertragung benötigt wird. Da sich der Satellit von der Erde aus gesehen nicht bewegt, ist ein Nachführen der Empfangsantenne nicht notwendig. Mit abnehmender Orbithöhe muss die Geschwindigkeit zunehmen, um die größere Gravitationskraft zu kompensieren. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 2.19 dargestellt. Für geostationäre Satelliten ergibt

Größe	Wert	Einheit
$\gamma \cdot m_e$	$3,986 \cdot 10^{14}$	$\frac{m^3}{s^2}$
T_s	23,9345	h
r_e	$6,378 \cdot 10^6$	m

Tabelle 2.2.: Grundlegende Kenngrößen bei der Berechnung von Satellitenbahnen. Das Produkt aus γ und m_e bestimmt die Größe der Gravitationskraft auf Satelliten, T_s ist die Länge des siderischen Tages und r_e der Radius der Erde.

sich eine Umlaufzeit von 24 Stunden bei Bahngeschwindigkeiten von $3,1 \frac{km}{s}$ im Gegensatz zu LEO-Satelliten wie dem TET-1, der auf etwa 500 km Höhe die Erde mit etwa $7,6 \frac{km}{s}$ umrundet. Durch die hohe Inklination kann nahezu die gesamte Erdoberfläche beobachtet werden und zusätzlich werden Punkte der Erde zu annähernd gleichen Tageszeiten überflogen, was Erdbeobachtungssatelliten vergleichende Aufnahmen ermöglicht.

Die Übertragung der Ergebnisse auf geostationäre Orbits stellt höhere Anforderungen an die Zuverlässigkeit aufgrund der längeren Lebensdauer, der Strahlungsbelastung und ausgeprägteren Temperaturschwankungen. Dies wurde im Rahmen des Forschungsprojekts KERAMIS-GEO untersucht (siehe Kap. 6.2). Satelliten unterschiedlicher Orbithöhe können beispielsweise entsprechend Tabelle 2.3 klassifiziert werden. Mit zunehmender Orbithöhe vergrößert sich die notwendige Signallaufzeit und damit die Latenzen, die gerade bei der Kommunikation negativ auffallen. Gleichzeitig verlängert sich die typische Dauer des Sichtkontakts, welcher für die Datenübertragung notwendig ist [118].

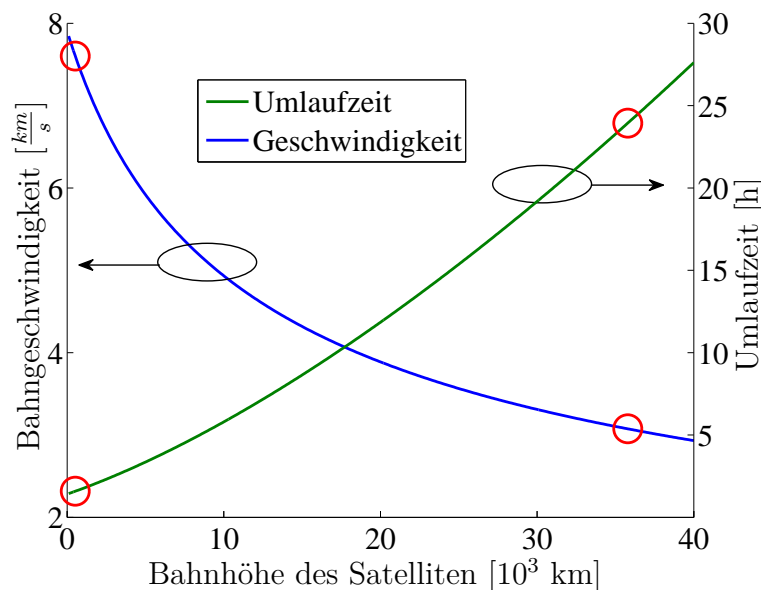


Abbildung 2.19.: Abhängigkeit der Umlaufzeit und Bahngeschwindigkeit von der Orbithöhe für Satelliten, die die Erde umrunden [120]. Markante Werte für LEO- und GEO-Satelliten auf 500 km bzw. 36.000 km Höhe sind hervorgehoben.

Orbit	LEO	MEO	HEO	GEO
Höhe [km]	500-2.000	2.000-35.000	bis 40.000	35.786
T_{sicht}	15-20 s	2-8 h	8-11 h	permanent
Laufzeit [ms]	3-13	13-234	bis 267	239

Tabelle 2.3.: Klassifikationsmöglichkeit von Satelliten anhand der Orbithöhe und Bahnform sowie den daraus resultierenden Eigenschaften. Mit zunehmender Bahnhöhe verlängert sich die Zeit T_{sicht} , in der direkter Sichtkontakt besteht, bei gleichzeitiger Vergrößerung der Signallaufzeit.

Im Folgenden soll vom TET-1 Satelliten ausgegangen werden, der auf einem LEO-Orbit mit 501 km Perigämhöhe, 505 km Apogämhöhe und einer Inklination von 97° angenommen wird. Dabei ergeben sich pro Tag etwa 15 Erdumrundungen.

Bei unterschiedlichen Keulenbreiten der verwendeten Antennen (Boden und Raumsegment identisch) ergeben sich unterschiedlich lange und unterschiedlich häufige Kontaktmöglichkeiten zur Bodenstation in Neustrelitz. Abbildung 2.20 zeigt die Verteilung der Kontakte während der einjährigen Missionsdauer für drei Antennenszenarien (ermittelt mit Bahnparametern des TET-1 im Programmpaket AGI Systems Tool Kit [121]). Dabei ergeben sich durchschnittliche Kontaktzeiten zwischen 10,3 s und 67,1 s für die angenommenen Öffnungswinkel zwischen 5° und 30° und eine senkrechte Ausrichtung der Satellitenantenne auf den Boden, während die Antenne der Bodenstation nachgeführt wird [121]. Je nach Keulenbreite wird die Gesamtzahl der Kontaktmöglichkeiten bestimmt, die zwischen 42 und 289 pro Jahr liegt. Aufgrund der unterschiedlichen Ausrichtungsmöglichkeiten des Satelliten und die Verwendung mehrerer Bodenstationen ergeben sich im realen Anwendungsfall Abweichungen von dieser theoretischen Abschätzung.

2.3.2. Berücksichtigung der Raumfahrtbedingungen im Entwurfsprozess

Von der Sonne, der Milchstraße und Galaxien werden geladene Teilchen (Protonen, Elektronen und Alphateilchen) emittiert, die auf die Satelliten und die Erde treffen. Deren Anzahl und Energie wird unter anderem von der Sonnenaktivität beeinflusst. Für Satelliten hängt der Anteil ankommender Teilchen wesentlich von der Bahnhöhe in Relation zu den beiden Van-Allen Strahlungsgürteln ab. Der äußere liegt bei 18.000 km und besteht vorwiegend aus Elektronen, der innere bei 3.500 km besteht vorrangig aus Protonen. Zwischen den beiden Gürteln befindet sich die „sichere Zone“, die für den Missionsbetrieb von Satelliten prädestiniert ist. Innerhalb der Gürtel bestehen deutlich höhere Strahlungsbelastungen, welche spezielle Abschirmungen erfordern [118].

Zusätzlich zu den Strahlungsbelastungen ergeben sich Probleme aus vorhandenen unkontrollierten Objekten, die ebenfalls die Erde umkreisen und als „Weltraumschrott“ bezeichnet werden (space debris). Die Zahl dieser Störkörper nimmt stetig zu und damit die Gefahr einer Kollision, die aufgrund der hohen Geschwindigkeiten deutliche Beeinträchtigungen der Funktion verursachen kann. Im Jahr 2008 betrug der Anteil genutzter

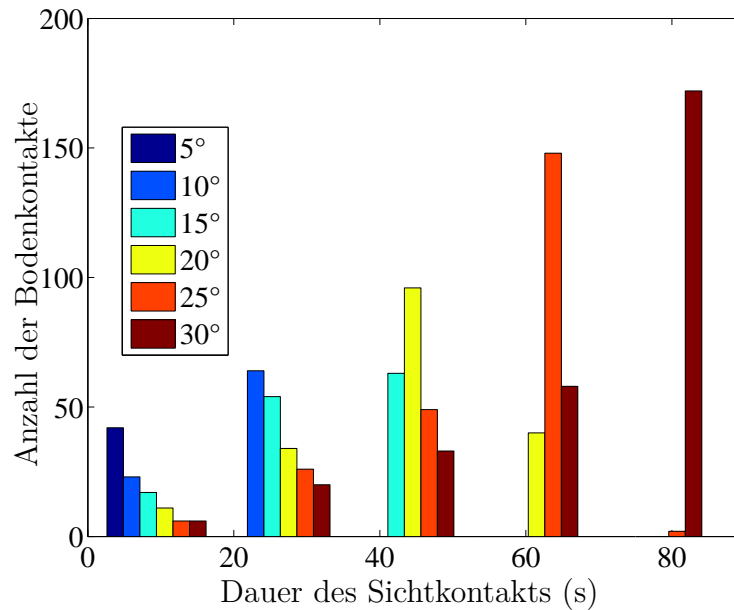


Abbildung 2.20.: Verteilung und Häufigkeit der Sichtverbindung zwischen der Bodenstation in Neustrelitz und dem TET-1 Satelliten für drei unterschiedliche Antennenkeulenbreiten des Satelliten. Dieser blickt dabei stets direkt senkrecht auf die Erdoberfläche und die Bodenantenne wird nachgeführt.

Raumflugkörper an allen erfassten Objekten lediglich 7 %. Die Anzahl von Objekten größer 1 cm wird auf 700.000 geschätzt [122]. Der Einschlag eines solchen Objekts kann im Entwurf nicht verhindert werden, wohl aber die Auswirkungen im Fall der Beeinträchtigung einer Komponente. Daher sind die wesentlichen Komponenten redundant ausgelegt und es werden an Schlüsselpositionen Bauteile eingesetzt, die über eine entsprechende Strahlungstoleranz verfügen.

Beim Entwurf von Satellitennutzlasten sind vor allem die zusätzlichen Aspekte der Strahlungsbelastung, mechanischer und thermischer Beanspruchung entscheidend. Der Einsatz digitaler Elektronik mit kleiner werdenden Strukturgrößen erhöht die Empfindlichkeit gegenüber Strahlung, die sich in Form von Einzeleffekten (Single Event Effect) äußert. Dies betrifft beispielsweise Ereignisse, wie das ungewollte Verändern digitaler Zustände (Single Event Upset), das kurzzeitige Ändern einer Spannung (Single Event Transient) oder das ungewünschte Durchschalten von Transistorstrecken (Single Event Latchup), welches zum Defekt des Bauteils führen kann. Bei der Auswahl der Bauteile muss daher die Anforderung der Strahlungstoleranz berücksichtigt werden, die teilweise aus Datenbanken entnommen werden kann oder über Tests der einzusetzenden Komponenten nachgewiesen werden muss [123, 124]. Bei digitalen Schaltungen werden redundante Konzepte eingesetzt, beispielsweise der Einsatz der TMR-Methode (Triple Modular Redundancy), bei der Berechnungen von drei Modulen durchgeführt werden, die sich gegenseitig überprüfen und ggf. einen Rechenknoten ausschließen.

Betriebsfall	Frequenz (Hz)	Auslenkung/Anregung	Anstieg
Sinus	5	11 mm	2 Okt./min
	20	20 g	
	100	20 g	
Rauschen	20-50	17,2 g	+6 dB/Okt.
	50-600	17,2 g	PSD=0,3 g ² /Hz
	600-2.000	17,2 g	-6 dB/Okt
Resonanz	5-2000	0,5 g	2 Okt./min
Schock	100	30 g	± 6 dB
	3.000	1.800 g	
	10.000	1.800 g	

Tabelle 2.4.: Mechanische Randbedingungen der Umwelttests. Je nach Frequenzbereich werden diskrete Auslenkungen, Beschleunigungswerte oder spektrale Leistungsdichten (PSD) angegeben. Die Werte orientieren sich an Standardvorgaben nach ECSS bzw. werden an das geplante Trägersystem angepasst.

Die mechanische Belastung ergibt sich vorrangig während der Startphase und wird durch entsprechende Versuche im Rahmen der mechanischen Simulation und Umwelttests nachgebildet. Dabei wird zwischen unterschiedlichen Belastungsszenarien unterschieden, beispielsweise der Resonanzsuche, Schockbelastung und Rauschanregung, die beim Start des Trägers oder beim Abtrennen von Antriebsstufen auftreten. Die entsprechenden Belastungsformen und deren Beträge sind in Tabelle 2.4 aufgelistet. Die Anforderungen gehen dabei über die Vorgaben des TET-Satelliten hinaus, um eine größere Akzeptanz auch bei alternativen Trägersystemen sicherzustellen und orientieren sich an den Verifikationsnormen der *European Cooperation for Space Standardization* (ECSS).

Die thermische Belastung ergibt sich vorwiegend aufgrund der Temperaturänderungen während der Mission. Die Änderung der Temperatur hängt sehr stark von der Satellitenkonstruktion, der Lage innerhalb des Satelliten und dem gewählten Orbit ab. Je niedriger die Orbithöhe, desto kürzer ist die Umlaufzeit und daher auch der Wechsel zwischen Sonneneinstrahlung und Schattenphase. Diesen Temperaturänderungen kann durch aktive Kühl- und Heizphasen entgegengewirkt werden. Für den TET-1 Satelliten wurden Testanforderungen nach Tabelle 2.5 verwendet, die sich für die unterschiedlichen Modelle unterscheiden [125–127]. Nach jeder Belastungsart und -richtung wird eine Funktionskontrolle durchgeführt um auftretende Fehler einer konkreten Belastung zuordnen zu können.

2.3.3. Ka-Band Satelliten

Aufgrund der begrenzten Bandbreite bestehender Systeme und der Vielzahl existierender Dienste ist eine Umstellung schwierig, so dass die Einführung neuer Dienste vorwie-

Temperaturbereich	T_{min} (°C)	T_{max} (°C)
aktiver Betrieb	-20	50
Einschalttemperatur	-25	60
nicht operationell	-40	90

Tabelle 2.5.: Testbedingungen für die Thermal-Balancing und Thermal-Cyclingtests nach der TM2-Testspezifikation. Eine Darstellung der Temperaturverläufe und die Kennzeichnung der Einschaltpunkte findet sich in Abbildung 4.1.

gend durch die Erschließung neuer Frequenzbänder möglich ist. Allerdings müssen mit zunehmender Frequenz die Schaltungs- und Verbindungstechnik sowie die eingesetzten Technologien adaptiert oder ersetzt werden.

Die zunehmende Bedeutung des Ka-Bands für Kommunikationssatelliten wird deutlich, wenn die historische Entwicklung früherer Systeme betrachtet wird. Dabei stiegen der Bedarf an Bandbreite und die Anzahl der zu übertragenden Kanäle stetig an, so dass für den Zeitraum ab 2020 Datenraten von bis zu 5 Tbps bei geostationären Satelliten angenommen werden [128].

Die bisherige Entwicklung ging vom S- und C-Band über das X-Band zum Ku-Band. Mittelfristig wird das Ka-Band weiter erschlossen, um anschließend auch höhere Frequenzbereiche, wie das Q- (33 GHz-50 GHz), V- (40 GHz-75 GHz) und W-Band (75 GHz-110 GHz) einsetzen zu können [118]. Die direkte Nutzung dieser Frequenzen zur Datenübertragung zu Bodenstationen wird allerdings durch die deutlich höhere Absorption der Atmosphäre erschwert [129] und begrenzt deren Nutzung derzeit auf Intersatellitenverbindungen.

Im Gleichklang mit diesen Aussagen nimmt die nutzbare Datenrate moderner Ka-Band-Satelliten stetig zu (siehe Tab. 2.6) und kann beispielsweise für die Bereitstellung von Breitbandinternetverbindungen genutzt werden. Um die hohen Datenraten übertragen zu können, sind vor allem LEO- und MEO-Satelliten aufgrund kurzer Sichtverbindung benachteiligt. Eine Weiterleitung der Daten über zusätzliche geostationäre Satelliten bildet dabei einen Lösungsansatz. Nach [130] ergeben sich beispielsweise beim geplanten Satelliten DESDynl 40 Tbit Daten pro Tag und es werden damit bereits 667 Minuten Kontaktzeit pro Tag bei einer Übertragungsrate von 1 Gbps benötigt, um diese übertragen zu können. Die Nutzung von Intersatellitenverbindungen (beispielsweise über einen TDRS-Satelliten) kann in diesem Fall dazu dienen die Kontaktzeiten zu verlängern, da keine direkte Sichtverbindung zwischen DESDynl und Bodenstation benötigt wird. Solche Systeme sind allerdings sehr aufwendig und können nicht von einer größeren Anzahl von Satelliten gleichzeitig genutzt werden.

Zusätzlich zu den hohen Datenraten finden sich viele Ansätze mit Spot-Beam-Antennen, die eine gezielte Versorgung von geografisch begrenzten Gebieten ermöglichen. Im Gegensatz zu speziell geformten Reflektorantennen ist so eine Anpassung des Systemverhaltens über die lange Nutzungsdauer eines solchen Satelliten möglich. Für die Nutzung solcher Systeme ist eine aktive Signalverteilung sinnvoll, die durch die direkte Signalverarbeitung

2.3. Anforderungen bei der Entwicklung von Satellitenkomponenten

Name des Satelliten	max. Datenrate [Gbps]	Startdatum	Ka-Band Spotbeams
ACTS	0,607	12.09.1993	51
iPStar-1 (ThaiCom 4)	45	11.08.2005	84
Eutelsat KA-SAT 9A	70	26.12.2010	82
ViaSat-1	140	19.10.2011	72

Tabelle 2.6.: Auswahl aktueller Satelliten, die Dienste im Ka-Band anbieten und den Trend zu höheren Datenraten verdeutlichen.

im Satelliten neue Einsatzszenarien erschließt und beispielsweise vom hier betrachteten 4×4 Schaltmatrixmodul profitieren kann.

Basierend auf der dargestellten Technologie und Entwurfsmethodik wird im folgenden Kapitel die Entwicklung des Satellitenexperiments beschrieben.

3. Entwurf des On-Orbit-Verifikations-Experiments

3.1. Die KERAMIS-Nutzlast des TET-1 Satelliten

Dieses Kapitel beschreibt den Entwurf des Schaltmatrixexperiments für den Satelliten *TET-1* (Spacetrack Nummer 38710) des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt (DLR), der im Rahmen der On-Orbit-Verifikation (OOV) am 22.07.2012 von Baikonur ins Weltall befördert wurde. Ziel der Mission ist der Nachweis der Raumfahrttauglichkeit der eingesetzten Technologien. Das Schaltmatrixexperiment ist Teil der KERAMIS-Nutzlast, die auf der LTCC-Technologie basiert. Diese besteht neben der hier thematisierten Schaltmatrix [131] aus einem Transponder-Experiment des Instituts für Hochfrequenztechnik der Technischen Universität Hamburg-Harburg [132, 133] und einem Synthesizer-Experiment der Firma IMST [134].

Die Verifikation eines komplexen Systems, welches aus voneinander abhängenden Bausteinen oder Subsystemen besteht, birgt ein hohes Risiko und stellt hohe Anforderungen an alle beteiligten Komponenten. Bei Ausfall einer dieser Komponenten wäre die Funktion des gesamten Systems gefährdet. Zusätzlich werden die Lokalisierung von Fehlern und der Entwurfsprozess erschwert. Aus diesem Grund erfolgt die Verifikation im Rahmen der OOV-Mission für voneinander weitestgehend unabhängige Experimente, die gemeinsam auf wichtige Basismodule für Spannungsversorgung und Kommunikation zurückgreifen. Diese wurden in bewährter und langjährig erprobter Technologie aufgebaut und durch die Firma Kayser-Threde [135] beigestellt. Kostenintensive raumfahrtqualifizierte Komponenten wie Analog-Digitalwandler wurden auf der gemeinsamen Steuerplatine untergebracht und können von den drei Experimentbeistellern gemeinsam genutzt werden.

Die Schaltmatrix kann in zukünftigen Satellitensystemen nach dem Umsetzen auf die Downlinkfrequenz für die Rekonfiguration eingesetzt werden. Mögliche Einsatzszenarien sind das Umschalten zwischen nominellen und redundanten Signalpfaden, die Rekonfiguration des Satelliten (On-Board-Processing) oder das schnelle Signalumschalten verschiedener Elemente einer Spotbeam-Gruppenantenne. Der Erfolg einer Kommerzialisierung des hier verfolgten Technologieansatzes wird von der technischen Leistungsfähigkeit, Flexibilität, Zuverlässigkeit und dem finanziellen Vorteil bestimmt, der sich insbesondere aus der Massen- und Volumenreduzierung ergibt. Für das Schaltmatrixmodul resultiert, verglichen mit einer kommerziellen Lösung, eine Reduzierung von Masse und Volumen von mehr als 90 %. Die Ergebnisse lassen sich prinzipiell auch auf andere Frequenzbereiche übertragen, da im Fokus der Untersuchung die keramische Mehrlagenteknologie

steht, deren Nutzbarkeit auch bei deutlich höheren Frequenzen nachgewiesen wurde. Die aktuelle Limitierung resultiert vorwiegend aus den Spezifikationen und den verwendeten PIN-Diodenschaltern.

3.2. Das rekonfigurierbare Schaltmatrixmodul

Die Ausgangsbasis bilden die Ergebnisse des Forschungsprojekts KERAMIS, in dem eine 4×4 Schaltmatrix für das Ka-Band basierend auf dem Materialsystem DuPont 951 entworfen wurde. Die Beschreibung des Entwurfsprozesses, der Charakteristik und ausführlichen Untersuchung dieses Moduls findet sich in [136]. Für die weitere Betrachtung sind die Bezeichnungen Schaltmatrix und Schaltmatrixmodul gleichbedeutend und werden daher synonym verwendet. Spätere Systeme verstehen unter der Schaltmatrix das Gesamtsystem, so dass das keramische Modul dort als rekonfigurierbares Schaltmatrixmodul (RSM) bezeichnet wird.

Im Rahmen von KERAMIS-1 wurde für vergrabene Leitungen ein neuartiger Leitungstyp eingesetzt [97]. Dieser weist verglichen mit der Stripline schmalere Spaltbreiten auf, so dass sich ein geschirmter Koplanarmode ausbreitet, der besonders bei höheren Frequenzen Vorteile bzgl. der Leitungsdämpfung aufweist. Dadurch wurden neben einer sehr breitbandigen Übertragungscharakteristik von 17,5-27 GHz bei einer Anpassung besser 18,5 dB vor allem hohe Isolationswerte zwischen benachbarten Leitungen mit Werten über 70 dB erreicht. Anhand des ersten Schaltmatrixmoduls wurde der generelle Funktionsnachweis unter Verwendung von PIN-Diodenschaltern, Anpassungs- und Leitungsstrukturen sowie beidseitiger Bestückung erbracht.

Aufbauend auf dieser Schaltmatrix der ersten Generation wurden neue keramische Schaltkreise, Trägerplatinen, Aufbau- und Verbindungstechniken einschließlich der notwendigen Schaltungen, Konzepte und Softwareprogramme entwickelt. Die Kontaktierung der HF-Anschlüsse der Schaltmatrix erfolgte mit einem Waferprober und koplanaren Messspitzen, die Versorgung der PIN-Dioden über Steckverbinder bzw. Kontaktflächen an den Außenseiten des Moduls (siehe Abb. 3.6). Zusammen mit der peripheren Elektronik zur Versorgung, Konfiguration und Messdatenerfassung wurde der wesentliche Teil des späteren Raumflugexperiments realisiert.

In diesem Kapitel beschränkt sich die Beschreibung auf den allgemeinen Systemaspekt. Im folgenden Kapitel 4 wird die Optimierung der Aufbau- und Verbindungstechnik anhand der aufgebauten und verifizierten Modelle beschrieben.

3.3. Grundkonzept der Schaltmatrix

Die Schaltmatrix basiert auf PIN-Diodenschaltern der Firma M/A-COM (MA4SW410B-1 [137]), die in einen *Hybrid Microwave Integrated Circuit*-Schaltkreis (HMIC) integriert wurden. Der *Single Pole Multi-Throw* (SPMT)-Aufbau erlaubt die Verbindung des gemeinsam genutzten Anschlusses J1 mit einem der Kontakte J2, J3, J4 oder J5 (siehe Abb. 3.1), woraus sich die Bezeichnung *Single-Pole Four-Throw* (SP4T) für einen solchen

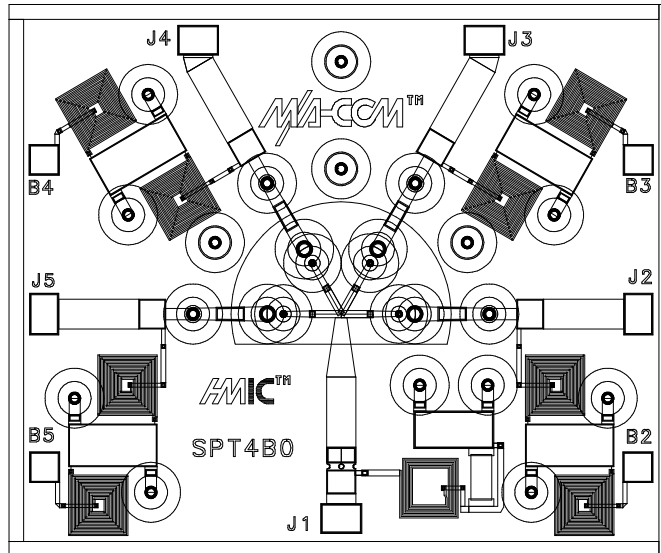


Abbildung 3.1.: Schematische Darstellung des verwendeten PIN-Diodenschalters mit dem gemeinsamen Anschluss J1 und den vier Ein-/Ausgängen J2-J5 sowie den Steueranschlüssen B2-B5. Über die Rückseitenmetallisierung wird eine großflächige Masseverbindung sichergestellt, die HF- und Steueranschlüsse werden mit Bonddrähten kontaktiert. Die Abmessung des ICs beträgt $2,7\text{ mm} \times 2,2\text{ mm}$.

Schalter ableitet. Für die Verbindung von Anschlüssen werden drei der Dioden in Sperr- und eine in Durchlassrichtung betrieben. Dabei lässt sich die HF-Charakteristik über die Wahl des Stroms beeinflussen [2, 138]. Durch Vergrößerung des Stroms ergibt sich eine reduzierte Einfügedämpfung und verbesserte Anpassung bei gleichzeitigem Anstieg der Verlustleistung. Für das Experiment wurde daher ein Kompromiss bei 10 mA gewählt. Für die Kontaktierung jedes Schalt-ICs sind fünf Bondverbindungen (koplanar) für die hochfrequenten Signale erforderlich, vier für die Steuersignale. Die gemeinsame Masse ist über die Rückseitenmetallisierung des ICs mit dem keramischen Träger verbunden. Zur Stabilisierung der Versorgungsspannung wird diese über einen Chip-Kondensator zum Schaltmatrixmodul geführt [139].

Abbildung 3.2a zeigt die Konfigurationsmöglichkeit eines solchen Moduls mit vier Eingangssignalen, die farblich hervorgehoben die gleichzeitige Nutzung von vier voneinander unabhängigen Verbindungen mit den Ausgangsanschlüssen verdeutlichen. Es können 24 unterschiedliche Zuordnungen zwischen den Ein- und Ausgängen definiert werden, bei exklusiver Nutzung von Eingängen ergeben sich 16 Pfade. Die Konzeption von komplexeren Schaltmatrizen basierend auf diesem 4×4 -Modul wird in Kapitel 6 beschrieben. Die HF-Leitungen am Rand einer zweiseitigen Kavität mit zwei Schalt-ICs sind in Abbildung 3.2b dargestellt. Durch die Nutzung der Unterseite des Moduls konnte die Leitungsführung optimiert werden und so eine breitbandige Anpassung und hohe Isolation zwischen den Signalleitern bei möglichst geringen äußeren Abmessungen erreicht werden [2, 57, 140].

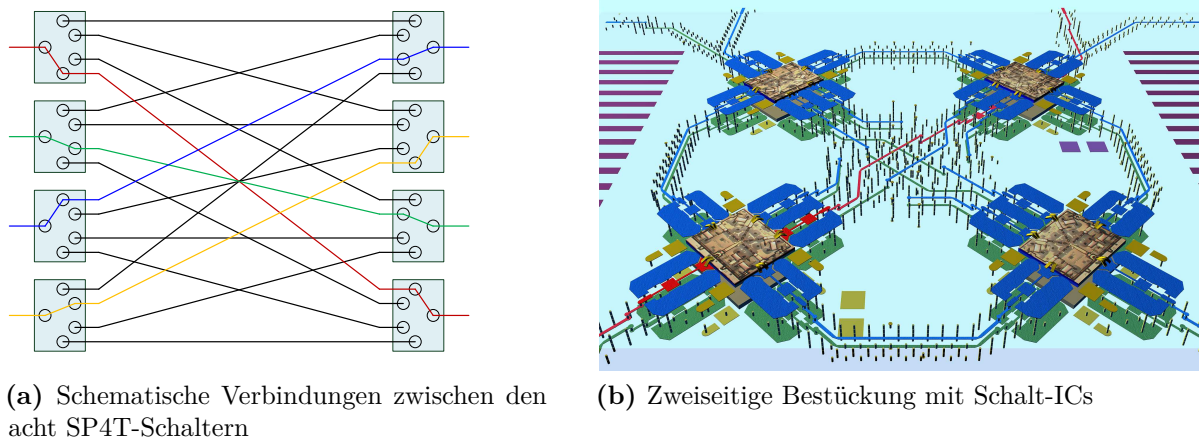


Abbildung 3.2.: a) topologische Kombination der acht Schalter, um die Gesamtfunktion von 4×4 zu realisieren. Eine beispielhafte Konfiguration mit vier parallelen Verbindungen ist farblich hervorgehoben. b) Integration der Schalt-ICs in das LTCC-Modul mit den Anpassstrukturen und der zweiseitigen Bestückung (vereinfachte Darstellung ohne Viazäune, Steuerleitungen und schirmende Masseflächen). Die rote Signalleitung verdeutlicht eine mögliche Verbindung zwischen einem Ein- und Ausgangspaar.

3.4. Konzeption des Raumfahrt-Experiments

Um die korrekte HF-Funktion der Schaltmatrix während der Satellitenmission nachweisen zu können, müssen für den autonomen Betrieb HF-Signale für die Speisung des Moduls erzeugt und nach Durchlaufen der Schaltmatrix detektiert werden. Das Blockschaltbild (siehe Abb. 3.3) zeigt die Verbindungen zwischen den genannten Komponenten und die wesentlichen Signale für den Betrieb des Experiments. Die Gruppierung der Funktionseinheiten in separate keramische Module ist anhand der blau hinterlegten Blöcke ersichtlich. Diese wurden mit dem Ziel geringer äußerer Abmessungen und hoher Wiederverwendbarkeit entwickelt. Dadurch wird der modulare Charakter der Herangehensweise deutlich, der eine einfachere Adaption an veränderte Anforderungen und eine separate Charakterisierung der Komponenten erlaubt.

Das FPGA (Field Programmable Gate Array) übernimmt die Steuerung des Experiments und ist aufgrund der verwendeten Antifuse-Technologie [141] strahlungstolerant und daher für Raumfahrtanwendungen geeignet. Ein Strahlungseinfluss durch Neutronen und Alphateilchen ruft keine Veränderung der implementierten Logik durch Einzeleffekte (SEL, SEU) hervor. Die Konfiguration der Schaltmatrix erfolgt über zwei Diodentreiber, die digital angesteuert werden. In Abhängigkeit der Eingangssignale werden 32 bipolare Gleichströme erzeugt, die die PIN-Dioden entsprechend in Vorwärts- oder Sperrrichtung betreiben. Dadurch lassen sich die unterschiedlichen HF-Verbindungen innerhalb der Schaltmatrix umschalten [142].

An den Eingängen der Schaltmatrix sind zwei VCO-Module mit jeweils zwei unterschiedlichen HF-Quellen angeschlossen. Die Oszillatoren verändern in Abhängigkeit der ange-

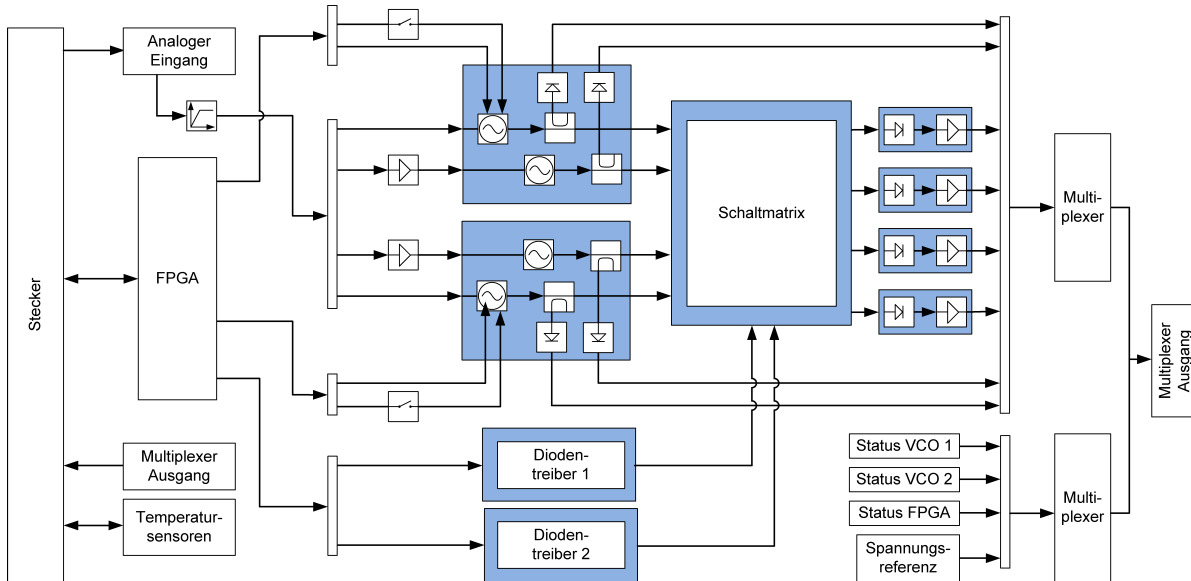


Abbildung 3.3.: Blockschaltbild des Schaltmatrixexperiments mit den LTCC-Modulen Schaltmatrix, VCO-Modul, Diodentreiber und Leistungsdetektoren. Die Steuerung des Experiments sowie die Kommunikation mit der Steuerplatine erfolgt über ein FPGA. Die Multiplexer ermöglichen das Umschalten zwischen den analogen Detektor- und Statusspannungen.

legten analogen Spannungen bzw. zusätzlichen digitalen Eingangssignalen ihre Ausgangsfrequenz. Um die zulässigen Steuerspannungen nicht zu überschreiten, müssen diese aus dem analogen Eingang des Experiments abgeleitet und begrenzt werden. Mit Rücksicht auf die teilweise hohen Ausgangsleistungen von +12 dBm und die damit verbundene Verlustleistung lassen sich zwei der verwendeten Oszillatoren abschalten. Die in die Schaltmatrix eingespeiste HF-Leistung wird detektiert und in eine analoge Spannung überführt. An den Ausgängen der Schaltmatrix sind Detektormodule angeschlossen, die ebenfalls analoge Spannungen liefern, die von den anliegenden HF-Leistungen abhängen. Durch die Konfigurationsmöglichkeit der Schaltmatrix können die vier HF-Eingangssignale auf alle vier Leistungsdetektoren am Ausgang geführt werden und so 16 Pfade bewertet werden.

Die analogen Messgrößen werden über zwei Multiplexer und einen Analog-Digitalwandler digitalisiert. Alle verwendeten Komponenten weisen temperaturabhängige Charakteristika auf. Aus diesem Grund wird die Temperatur an verschiedenen Positionen der Platine gemessen und damit eine Korrektur der Messdaten ermöglicht. Die Temperatur wird über eine 1-Wire[®]-Schnittstelle mit jeweils vier Sensoren an verschiedenen Positionen der Platinen ermittelt. Zusätzlich werden zu den Messdaten auch Informationen über die Versorgungsspannungen und -ströme sowie weitere Statusinformationen erfasst. Diese Messdaten werden aufgezeichnet und bei nachfolgenden Überflügen an die Bodenstationen des DLR in Neustrelitz oder Weilheim übertragen.

3.4.1. Aufbau- und Verbindungstechnik, Bauteileauswahl

Für die Bestückung der Platine und der LTCC-Module müssen entsprechend geeignete Bauelemente eingesetzt werden. Die geforderte Qualität hängt vor allem von der Strahlungstoleranz und der zu erreichenden Zuverlässigkeit des Systems ab, die beide wesentlich durch den Zielorbit und die Missionsdauer bestimmt werden. Die Qualifikation einzelner Bauelemente ist aufwendig und teuer, so dass lediglich Bauteile von zentraler Bedeutung wie das FPGA und die Komponenten der gemeinsam genutzten Platinen, z.B. die AD-Wandler, in raumfahrtqualifizierter Qualität beschafft wurden. Für die restlichen Bauteile wurden aufgrund der einjährigen Mission und dem Low-Earth-Orbit aus Kostengründen Bauteile hoher Industriequalität eingesetzt. Zusätzlich wird zur Erhöhung der Lebensdauer ein typischer Sicherheitsfaktor für die Belastung aller Bauteile festgelegt (Derating [143]), die dabei deutlich unterhalb der maximal zulässigen Grenzwerte für Spannung, Strom, Leistung, Temperatur etc. betrieben werden.

Die Verwendung von ungehäuten integrierten Schaltungen kann unter der Voraussetzung erfolgen, dass diese in einem geeigneten hermetischen Gehäuse untergebracht werden. Probleme ergeben sich beispielsweise durch den Niederschlag von Ausgasungsprodukten auf empfindlichen optischen Komponenten oder die Beeinflussung von HF-Schaltungen durch veränderte Materialeigenschaften. Aus diesem Grund sind Bauteile in Keramikgehäusen denen in Standard-Kunststoffgehäusen vorzuziehen.

Der mehrlagige Verdrahtungsträger aus RT/duroid 6002 wird mit einem elektrisch leitfähigen Klebstoff [144] auf eine Metallplatte geklebt, um die geforderte mechanische Stabilität zu erreichen. Auf diesen werden anschließend Bauteile gelötet und die keramischen Module elektrisch leitend geklebt um eine großflächige Masseverbindung sicherzustellen. Alternativ ist eine Montage der Bauelemente mit leitfähigem Klebstoff ebenfalls möglich, wofür wiederum geeignete Bauteile erforderlich sind. Die bestückten Keramikmodule werden mit einem Kovarraahmen und -deckel hermetisch verschlossen, und so eine direkte Beeinflussung der Funktion durch externe Einwirkung verhindert. Die elektrische Kontaktierung erfolgt über Bondverbindungen, die mit Gold-Runddraht ($\emptyset 32 \mu m$) und für die HF-Signale mit Gold-Bändchen ($20 \mu m \times 60 \mu m$) ausgeführt wurden.

Die Temperatur ist eine der wichtigsten externen Einflussgrößen auf das elektrische Verhalten der beteiligten Bauteile und Schaltungen, da sie deren Arbeitspunkte verschiebt. Deshalb wird an jeweils vier Positionen der Experimentplatine ein Temperatursensor bestückt (Dallas Semiconductor/Maxim DS18B20 [145]), der Temperaturwerte mit einer Genauigkeit von $\pm 0,5 K$ und einer Auflösung von 12 Bit liefert. Die so ermittelten Temperaturen werden zur Korrektur der Messdaten am Boden verwendet.

Für den Funktionstest wird eine Referenzspannungsquelle verwendet, deren Ausgangsspannung gemessen wird (Analog Devices ADR440 [146]). Bei erfolgreich ermitteltem Messwert kann auf eine funktionierende Versorgung der Experimentplatine und Kommunikation des FPGAs mit der Steuerplatine geschlossen werden. Dieser Initialisierungstest wird bei jedem Einschalten des Experiments für die beiden Platinen ausgeführt.

3.5. Die KERAMIS Aufbau- und Verbindungstechnik

Im folgenden Abschnitt wird die Montage und elektrische Verbindung der keramischen Module auf einem Verdrahtungsträger und die zusätzlichen benötigten Komponenten beschrieben. Aspekte der mechanischen Integration in die Satelliten-Nutzlast werden vorgestellt, die die Randbedingungen der mechanischen Simulation festlegen.

3.5.1. Der mehrlagige Verdrahtungsträger

Den Ausgangspunkt des Systementwurfs bildet eine Aluminiumträgerplatine im Europakartenformat (100 mm × 160 mm) mit einer Materialstärke von 2 mm. Auf diese wird ein mehrlagiges Rogers RT/duroid 6002¹ aufgeklebt. Um eine größere Freiheit bei der Verdrahtung zu erreichen, werden zwei jeweils beidseitig metallisierte und strukturierbare Substrate genutzt, die in einem Sandwich-Verfahren zu einer vierlagigen Leiterplatte verbunden werden. Das PTFE-basierende Mehrlagenssubstrat ermöglicht neben der Signalführung, Bestückung mit Bauelementen und der Montage der keramischen Module aufgrund der guten HF-Eigenschaften ($\epsilon_r = 2,94$, $\tan \delta = 0,0012$ bei 10 GHz) auch die direkte Verteilung von hochfrequenten Signalen.

Die Isolation zwischen den innen liegenden Leitungen sowie zum metallischen Träger wird mit einer Isolationsschicht aus Lack sichergestellt. Als weitere Entwurfseinschränkung sind Vias ausschließlich innerhalb der ursprünglichen Substrate und über alle vier Verdrahtungslagen zulässig. Für die Kommunikation zwischen FPGA und den peripheren Komponenten, den keramischen Modulen und der Steuerplatine sind elektrische Verbindungen erforderlich. Durch den mehrlagigen Träger können Leitungskreuzungen realisiert und die Oberseite für die Bestückung mit Komponenten weitestgehend freigehalten werden. Abbildung 3.4 zeigt das resultierende Platinen-Layout des Experiments 1 (Schaltmatrix), die Kontaktflächen für LTCC-Module und Stecker sowie die internen Leitungen und Durchkontaktierungen.

Der eingesetzte raumfahrttaugliche leitfähige Klebstoff Ablefilm 5025E [144] ermöglicht reproduzierbare Montageergebnisse aller geklebten Komponenten. Die elektrische Kontaktierung der einzelnen Platinen erfolgt innerhalb eines gemeinsamen Gehäuses über eine gemeinsame Verbindungsplatine (Backplane) und 96-polige Steckverbinder.

3.5.2. Verbindungstechnik der keramischen Module

Die keramischen Komponenten werden wie das Mehrlagenssubstrat mit einem elektrisch leitfähigen Klebstoff montiert, wodurch sich eine gute Masseverbindung und ein geringer thermischer Widerstand ergeben. HF-Verbindungen zwischen den LTCC-Modulen und die Kontaktierung integrierter Schaltkreise erfolgt mit Bändchenbonds. Zur Realisierung kurzer Bondverbindungen wurden die Höhen der Kontaktstellen der beteiligten Module aneinander angepasst. Durch die reduzierten Längen und durch den Einsatz von Bändchenbonds kann eine geringere parasitäre Induktivität verglichen mit Runddrähten

¹Rogers RT/duroid 6002[®][147] wird im Folgenden als RT/d6002 verwendet

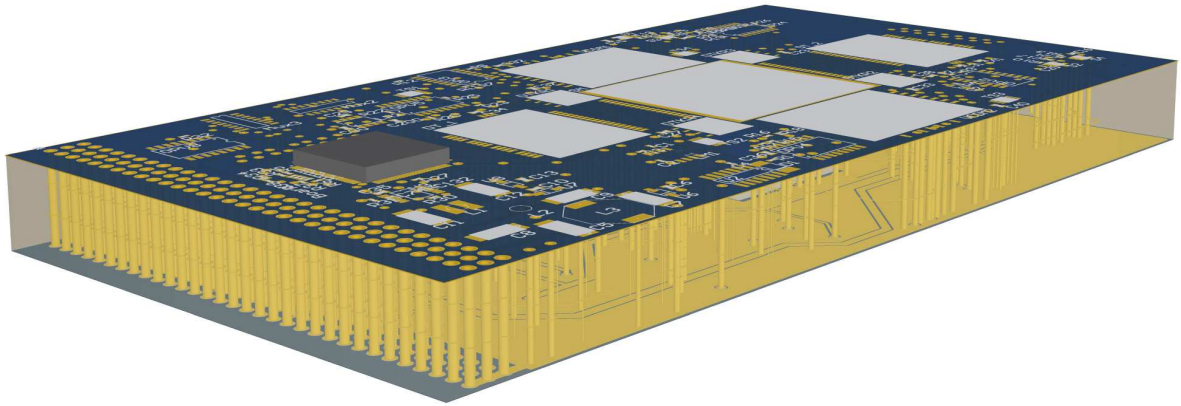


Abbildung 3.4.: Trägerplatine mit den Kontaktflächen für die Bestückung der verschiedenen Bauteile, keramischen Module und dem Stecker für die Verbindung zu Backplane. Die inneren Lagen führen vorwiegend die Signale der digitalen Ansteuerung, analogen Messwerte und der Spannungsversorgung.

erreicht werden. Beispielsweise lässt sich die Einfügedämpfung dadurch von 0,604 dB auf 0,4153 dB reduzieren [148]. Für digitale und analoge Signale werden Bondverbindungen mit doppelt ausgeführtem Runddraht verwendet.

Alternative Montageverfahren wie die Flip-Chip-Montage in BGA- oder LGA-Ausführung werden im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht, wurden aber bei Partnern aufgebaut und verifiziert [149]. Für die HF-Eigenschaften der Übergänge zwischen den Modulen ist ein solcher Ansatz vorteilhaft, da sich kleinere parasitäre Elemente ergeben und die Module dadurch breitbandiger und höherfrequenter einsetzbar sind. Aufgrund der relativ großen lateralen Abmessungen der Schaltmatrix, der Zahl der notwendigen Kontakte, der Rissbildung bei mechanischen Belastungen und der fehlenden Flip-Chiptauglichen Schalter-ICs konnte eine solche Montagetechnologie im zeitlichen Rahmen weder auf Ebene der ICs noch zur Anbindung an die Trägerplatine eingesetzt werden.

3.5.3. Mechanische Aspekte und Umwelttests

Die Befestigung der einzelnen Platinen erfolgt in einem gemeinsamen Gehäuse über Führungsnuten und die Fixierung mit zwei *Wedge-Loks* [150, 151] (siehe Abb. 3.5). Diese sind über zwei Gegenschienen mit der Experimentplatine verschraubt. Beim Spannen der Wedge-Lok-Schrauben entsteht eine Klemmverbindung, die die Platine in der Führungsnut fixiert und führt aufgrund der großen planen Auflagefläche zu geringen thermischen Übergangswiderständen. Verglichen mit Schraubverbindungen bietet diese Technik eine gute Stabilität bei mechanischer Beanspruchung, da einwirkende Kräfte auf größere Flächen verteilt wirken.

Bei der Kombination verschiedener Materialien unterschiedlicher thermischer Ausdehnungskoeffizienten ergeben sich mechanische Spannungen bei Temperaturänderungen.

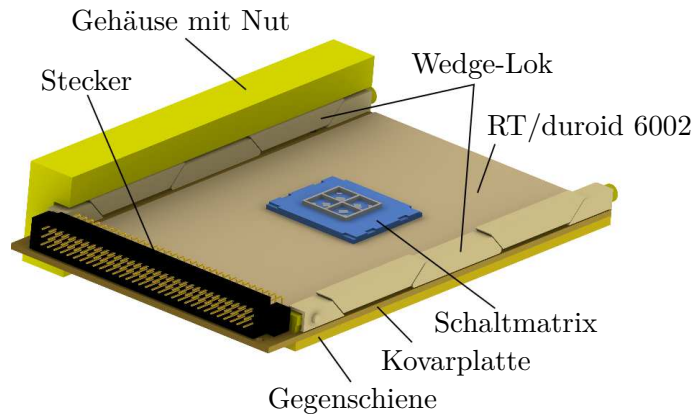


Abbildung 3.5.: Montage der Trägerplatte in den Führungsnuten des Gehäuses durch die Verwendung von Wedge-Loks und Gegenschienen. Diese Klemmverbindung ermöglicht eine gute thermische Anbindung an das Gehäuse und ist mechanisch zuverlässig.

Ein Vorteil der LTCC-Technologie ist die gute Kompatibilität zu Halbleitermaterialien aufgrund ähnlicher Ausdehnungskoeffizienten (siehe Tab. 4.6).

Bei Kovar handelt es sich um eine Eisen-Nickel-Kobalt-Legierung die dem Material Invar ähnelt (Invar 36: Fe36Ni [152]). Dieses hat große Bedeutung erlangt, da es einen sehr kleinen thermischen Ausdehnungskoeffizienten von etwa $1,310^{-6} \frac{1}{K}$ (bei 93 °C) aufweist, der sich über die Zusammensetzung einstellen lässt. Kovar enthält neben 54 % Eisen zusätzlich 29 % Nickel und 17 % Kobalt bei geringem Kohlenstoffanteil (kleiner 0,02 % [153]). Es findet aufgrund des resultierenden thermischen Ausdehnungskoeffizienten breite Anwendung in der Luft- und Raumfahrt. Für die LTCC-Technologie bildet dies die Grundlage, Rahmen und Deckel für hermetische Verschlüsse herstellen und montieren zu können, welche minimale thermische Spannungen verursachen. Zusätzlich bietet Kovar eine höhere Festigkeit als Aluminium, wodurch Rissbildungen und Ausfälle, die sich bei Schockbelastung der ersten Modulgeneration ergaben, bei darauffolgenden Modellen verhindert werden konnten. Die hohe Dichte wirkt sich negativ aus, da sich bei einer 2 mm starken Trägerplatte im Europakartenformat (160 mm x 100 mm) verglichen mit Aluminium eine Masse von 248 g statt 91 g ergibt.

Ähnlich verbreitet sind Legierungen wie Molybdän-Kupfer, die vor allem aufgrund der mechanischen Belastbarkeit und guten thermischen Leitfähigkeit von $184 \frac{W}{m \cdot K}$ eingesetzt werden [154] (siehe Tab. 4.6). Verglichen mit MoCu weist Kovar ähnliche Eigenschaften auf, ist aber aufgrund der geringeren Dichte besser für große Objekte wie die Trägerplatte geeignet. Die Differenz der thermischen Ausdehnungskoeffizienten beider Materialien zu DP-951 ist nahezu identisch.

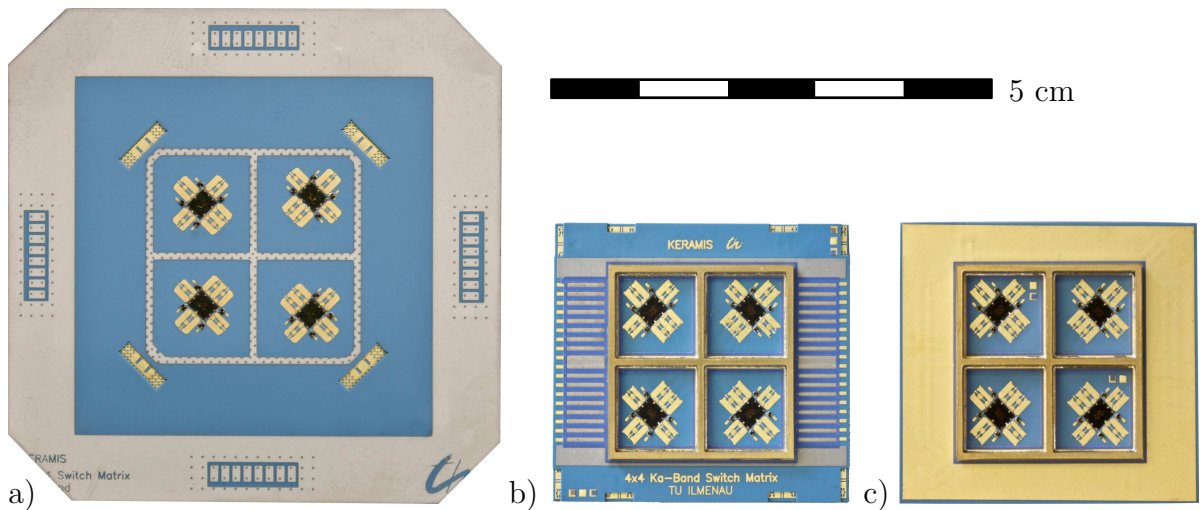


Abbildung 3.6.: Vergleich der Schaltmatrixmodule, a) Fotos von der TM1-Schaltmatrix mit einer Kantenlänge von 56 mm × 56 mm (Oberseite), b) dem finalen TM2/EM/PFM-Schaltmatrixmodul mit den Abmessungen 32 mm × 30 mm von der Oberseite sowie c) von der Rückseite mit montiertem Kovarraum und komplett bestückt mit Schalt-ICs.

3.6. Keramische Komponenten des Experiments

3.6.1. 4 × 4 Ka-Band Schaltmatrix

Die Schaltmatrix erlaubt eine rekonfigurierbare und eindeutige Verbindung zwischen ihren Ein- und Ausgängen in Abhängigkeit von den angelegten Steuersignalen. Die Komplexität 4 × 4 beschreibt die Anzahl der Hochfrequenz-Ein- und -Ausgänge des Moduls. Die beschriebene Schaltmatrix wurde für den Ka-Band Downlink-Frequenzbereich 17-22 GHz entwickelt.

Die TM1-Schaltmatrix (siehe Abb. 3.6a) ist das erste Modul, welches der Raumfahrtverifikation unterzogen wurde und sich als mechanisch unzuverlässig erwies (siehe Abschnitt 4.2.1). Die Ursache dafür sind die relativ großen lateralen Abmessungen von 56 mm × 56 mm sowie eine Masse von 40 g aufgrund des keramischen Deckels.

Als Ergebnis der Entwurfsoptimierung wurde das TM2-Modul entworfen und hergestellt, welches mit einer Reduzierung der Grundfläche um 69 % bei äußeren Abmessungen von 32 mm × 30 mm und einer Masse von 10 g (siehe Abb. 3.6 b und c) signifikant kompakter ist. Es bildet die Grundlage der nachfolgenden EQM- und PFM-Modelle. Gleichzeitig wurde die Aufbau- und Verbindungstechnik optimiert, wodurch als Folge aller Maßnahmen die mechanische Stabilität deutlich verbessert werden konnte (siehe Abschnitt 4.2.4).

Der eingesetzte Schalter limitiert den nutzbaren Frequenzbereich der Schaltmatrix und verhindert eine direkte Verwendung im Uplink-Frequenzbereich (24-31 GHz). Die Einfügedämpfung eines Schalters ohne Bonddrähte steigt bei 29,5 GHz bereits auf Werte über 5 dB an.



Abbildung 3.7.: Messhalterung zur Charakterisierung der Schaltmatrix. Die Schaltmatrix wird in die Halterung eingelegt, und die Kontaktplatinen werden aufgeschraubt. Die verwendeten Federstifte stellen den elektrischen Kontakt zu den Löt pads der Steckerleiste her. Eine Beeinflussung der Bondpads ist ausgeschlossen, da für die Integration in das Experiment separate Kontaktflächen verwendet werden.

Bevor ein keramisches Modul in das Experiment integriert werden kann, muss dieses einer ausführlichen Charakterisierung unterzogen werden, auf der die spätere Missionsauswertung aufbaut. Dazu ist die Kontaktierung sowohl der Gleichspannungs- als auch der HF-Anschlüsse notwendig. Den zugehörigen Messaufbau zeigt Abbildung 3.7. Die Halterung ermöglicht das Fixieren der Schaltmatrix mittig über einer Aussparung. Diese ist erforderlich, um eine Beschädigungen der Rückseite aufgrund der beidseitigen Bestückung zu vermeiden. Die elektrische Kontaktierung der Steuerleitungen erfolgt über zwei Platinen und Feinrastr-Federstifte (F10901B034G050 Feinmetall GmbH), die auf dem Bereich des Schaltmatrixmoduls aufsetzen, welches für die Lötmontage von Steckverbindern vorgesehen ist. Durch die kleinen Federkräfte von 50 cN und einem Nenn-Hub von 2 mm wird eine Beschädigung der Kontaktflächen und Bondflächen am äußeren Rand des Moduls weitestgehend vermieden. Durch diesen Messaufbau kann das Modul nach der Charakterisierung auf der Experimentplatine montiert und mit Bonddrähten kontaktiert werden.

Um eine HF-Charakterisierung vornehmen zu können, sind Aussparungen in der Verdrahtungsplatine vorgesehen, die ausreichend Platz zur Kontaktierung mit Tastspitzen zur Verfügung stellen. Die Leitungen werden über Kabel zu einem Netzwerk von Diodentreibern geführt, welches eine computergesteuerte Konfiguration der Schaltmatrix und das Einstellen der Ströme aller beteiligten PIN-Dioden erlaubt.

3.6.2. Das Oszillator-Modul

Dieses keramische Modul (siehe Abb. 3.8) erzeugt zwei hochfrequente Ausgangssignale durch die Verwendung von zwei unterschiedlichen spannungsgesteuerten Oszillatoren (VCO), dem Hittite HMC533LP4 [155] und dem IHP (*Innovations for High Performance Microelectronics*) T208 [156]. Beide decken unterschiedliche Frequenzbereiche und Ausgangsleistungen ab. Zusätzlich zur analogen Steuerspannung kann einer der Oszillatoren (IHP T208) über vier digitale Eingänge verstimmt werden. Die spezifischen Daten sind in Tabelle 3.1 aufgelistet.

3. Entwurf des On-Orbit-Verifikations-Experiments

Hersteller und Typ	Frequenzbereich [GHz]	P_{out} [dBm]	Abstimm- spannung [V]	Phasenrauschen dBc/Hz
IHP T208	17,2 - 19,2	2	0 - 3	-110 @ 1MHz
Hittite HMC533LP4	23,8 - 24,8	12	0 - 13	-95 @ 1kHz

Tabelle 3.1.: Charakteristische Eigenschaften der im VCO-Modul verwendeten Oszillatoren. Der IHP-Oszillator erlaubt neben der analogen Steuerspannung auch das Einstellen der Ausgangsfrequenz über vier digitale Eingänge.

Um die erzeugte HF-Leistung erfassen zu können, sind zwei Detektorschaltungen integriert. Dabei wird je nach Oszillator eine Detektion über ein antiparalleles Schottky-Diodenpaar (M/A-COM MA4E2160 [157]) bzw. den integrierten Detektorschaltkreis (CHE1270 von *United Monolithic Semiconductors* [158]) vorgenommen, der ebenfalls in den dedizierten Detektormodulen verwendet wird.

Abbildung 3.9 zeigt die Detektorschaltung, die auf der Verwendung zweier antiparalleler Schottky-Dioden basiert. Die beiden Dioden weisen aufgrund der räumlichen Nähe (auf gemeinsamen Halbleiter *die*) gleiche Herstellungsparameter und damit nahezu identische elektrische und thermische Eigenschaften auf. Über die Vorwiderstände R_V wird deren Arbeitspunkt eingestellt, und die Differenz der beiden Ausgangsspannungen liegt am Eingang eines Operationsverstärkers. An der Anode der Diode D_2 wird zusätzlich das HF-Signal eingespeist und dadurch der Arbeitspunkt verschoben. Die resultierende Differenzspannung, die von der eingespeisten HF-Leistung abhängt, ergibt sich als analoge Ausgangsgröße, deren maximale Aussteuerung (Verstärkung) über die Widerstände R_1 und R_2 auf etwa 2V eingestellt wurde. Für eine Entkopplung der Gleichspannung

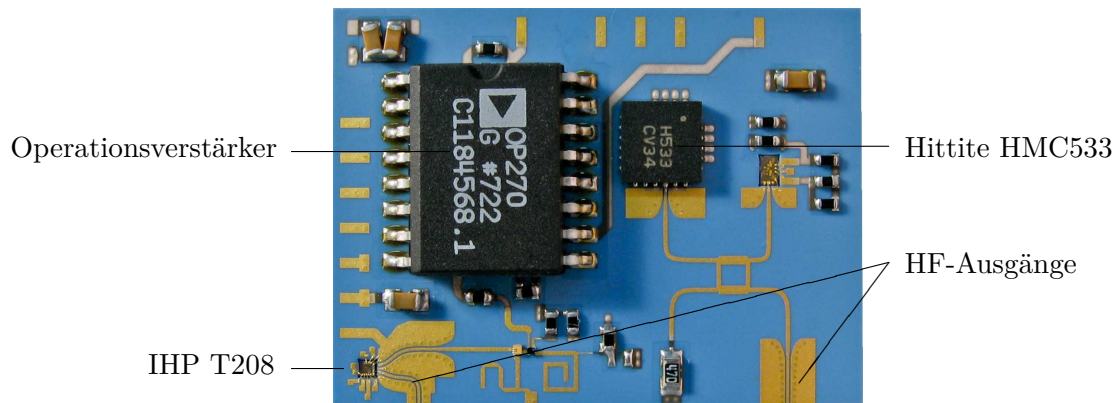


Abbildung 3.8.: Das VCO-Modul mit den Versorgungs- und Steuereingängen für den IHP-Oszillator (linke Seite) und den Hittite Oszillator (oben). Die HF-Signale werden über koplanare Leitungen zur Schaltmatrix geführt und die Ausgangsleistungen der VCOs werden mit Detektoren erfasst.

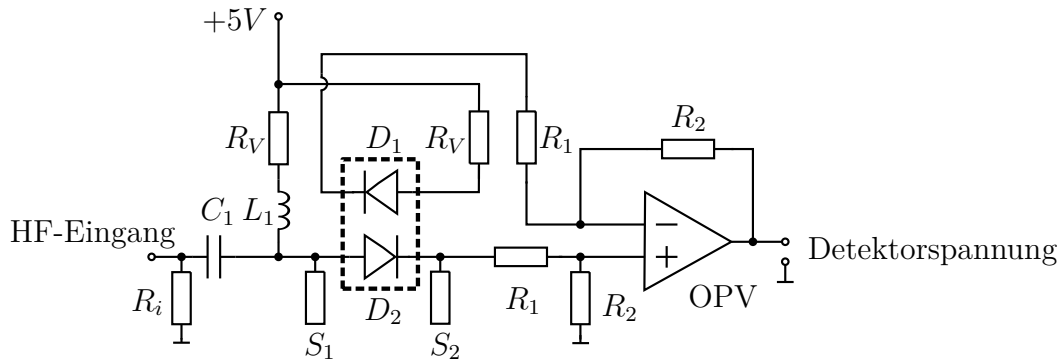


Abbildung 3.9.: Die Detektorschaltung verwendet zwei antiparallele Schottky-Dioden. Über die Spannungsversorgung werden die Arbeitspunkte der beiden Dioden D_1 und D_2 mit einem gleich großen Strom über den Widerstand R_V eingestellt. Durch Einspeisen eines HF-Signals ergibt sich eine Differenz der Spannungen, die von der eingespeisten HF-Leistung abhängt.

wird der Kondensator C_1 in den Signalpfad eingebunden. Die Impedanzanpassung an die Diode erfolgt über zwei Stichleitungen (S_1 und S_2) und den Eingangswiderstand R_i . Das VCO-Modul weist eine Rückseitenmetallisierung für die Masseverbindung auf, die durch eine Montage mit leitfähigem Klebstoff sichergestellt wird. Die Abmessungen des Moduls betragen 27 mm x 20 mm.

3.6.3. Leistungsdetektoren

Die Detektormodule erfassen die eingehende HF-Leistung und erzeugen eine kleine, dieser HF-Leistung proportionale analoge Spannung, die über einen Operationsverstärker aufbereitet wird. Da die Detektoren an den Ecken der Schaltmatrix kontaktiert werden, sind zwei unterschiedliche Anschlussgeometrien erforderlich, um eine Kollision mit den Steuerleitungen zu vermeiden. Die beiden Module sind in Abbildung 3.10 dargestellt. Durch den verwendeten Detektorschaltkreis (CHE 1270 von ums [158]) wird ein großer

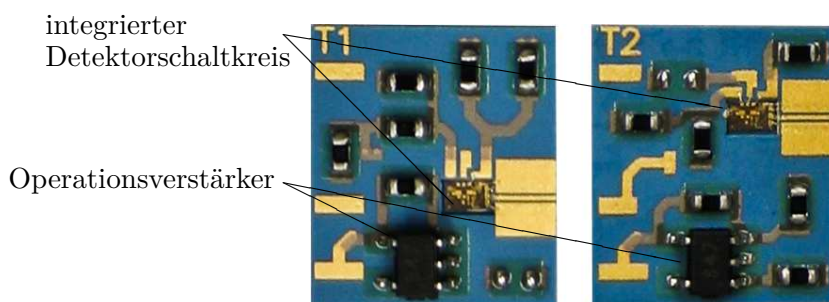


Abbildung 3.10.: Die beiden dedizierten HF-Leistungsdetektoren, die an den Ausgängen der Schaltmatrix die übertragenen Leistungsanteile in analoge Spannungen wandeln. Die beiden Module weisen unterschiedliche Geometrien auf, die durch die vorgesehenen Positionen auf der Experimentplatine bestimmt wurden.

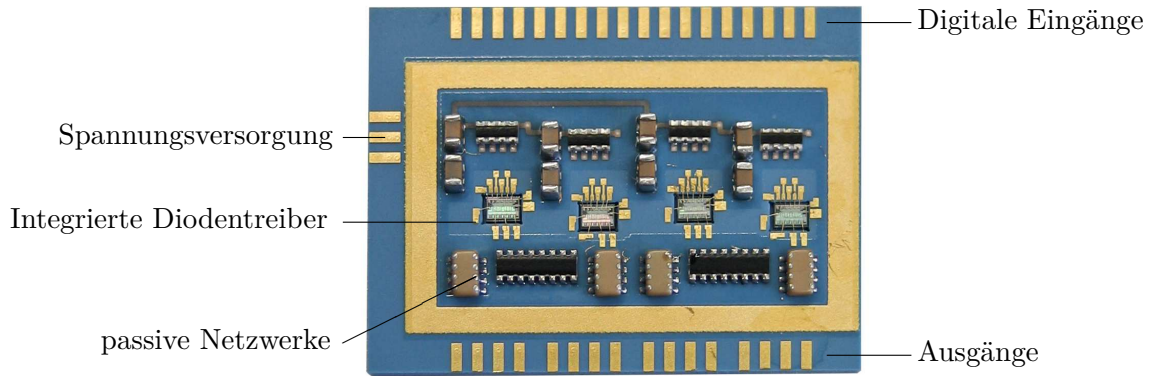


Abbildung 3.11.: Foto des Diodentreibermoduls mit den bestückten Komponenten. Der integrierte Treiberbaustein ist in eine Kavität geklebt und mit Bonddrähten kontaktiert. Die passiven Bauteile sind mit Widerstands- und Kondensatorkaskaden kompakt innerhalb des Rahmens platziert, der auf der Goldfläche aufgelötet wird. Die Kontaktflächen am äußeren Rand ermöglichen die Versorgung (linke Seite), die digitalen Eingangssignale (unten) und die Ausgänge zu den Dioden (oben).

Frequenzbereich 5 - 44 GHz mit einer Dynamik von 30 dB abgedeckt. Die Abmessungen des Moduls betragen 7,5 mm x 8,5 mm.

3.6.4. Diodentreiber

Das Diodentreibermodul (siehe Abb. 3.11) dient der Konfiguration von 16 PIN-Dioden der integrierten SP4T-Schalter der Schaltmatrix in Abhängigkeit von den digitalen TTL-Eingangssignalen und weist Abmessungen von 18 mm x 24 mm auf. Abbildung 3.12 zeigt den Schaltplan für einen Ausgang des Diodentreibers für zwei der vier Anschlüsse des Schalters. Die Versorgung erfolgt mit einer Spannung von ± 5 V am integrierten Treiberbaustein (MADRMA0001 von M/A-COM [159]). In Abhängigkeit vom Pegel des Eingangs D_{in} wird die Spannung am Ausgang A_1 positiv oder negativ und dadurch die Dioden D_5 und D_1 in Durchlass- bzw. Sperrrichtung geschaltet. Der dabei maximal fließende Strom (hier gewählt 10 mA) wird über die Größe von R bestimmt. Gleichzeitig wird über A_2 der Zustand der Dioden D_2 und D_6 eingestellt. Drei Ausgänge müssen eine positive Spannung bereitstellen, damit ein Ausgang mit negativer Spannung das Durchschalten von J_1 zum zugehörigen HF-Anschluss J_x ermöglicht. Die beiden Ausgänge J_2 und J_5 sind vollständig dargestellt, die fehlenden Ausgänge J_3 und J_4 sind im Aufbau identisch. Für die Reduzierung der notwendigen Bestückungsfläche und Zahl der Komponenten wurden Widerstands- und Kondensatornetzwerke verwendet, die jeweils mehrere Elemente in einem gemeinsamen Gehäuse enthalten.

Die Abhängigkeit der Einfügedämpfung eines Schaltmatrixpfads vom Diodenstrom im Transmissionsfall ist in Abbildung 3.13 dargestellt [2, 131]. Mit zunehmendem Betrag des Stroms verringert sich die Einfügedämpfung bei gleichzeitiger Erhöhung der Verlust-

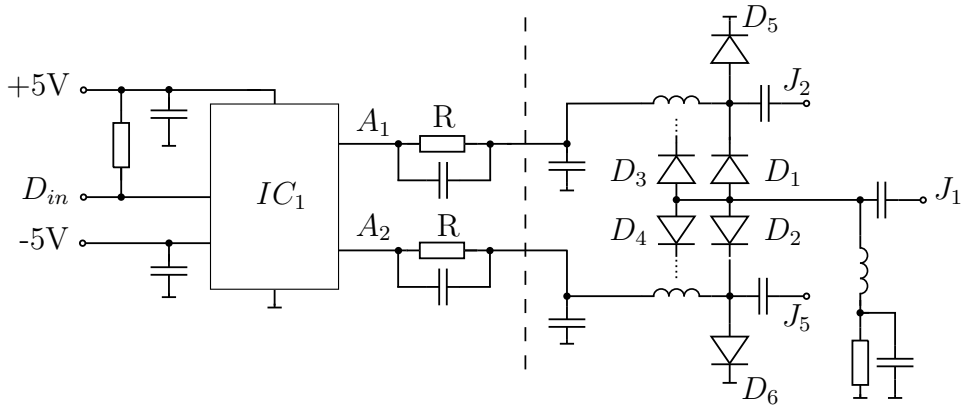


Abbildung 3.12.: Basisblock des Diodentreiber-Schaltplans mit dem Schaltkreis IC_1 zur Ansteuerung der PIN-Diodenschalter. Der gemeinsame HF-Eingang J_1 wird je nach Konfiguration über D_{in} mit den dargestellten Ausgängen J_2 oder J_5 verbunden. Der identische Aufbau für die beiden HF-Anschlüsse J_3 und J_4 und die zusätzlichen Ausgänge A_3 und A_4 sind nicht explizit dargestellt. Die gestrichelte Linie trennt den Diodentreiber vom HF-Schalter (rechts).

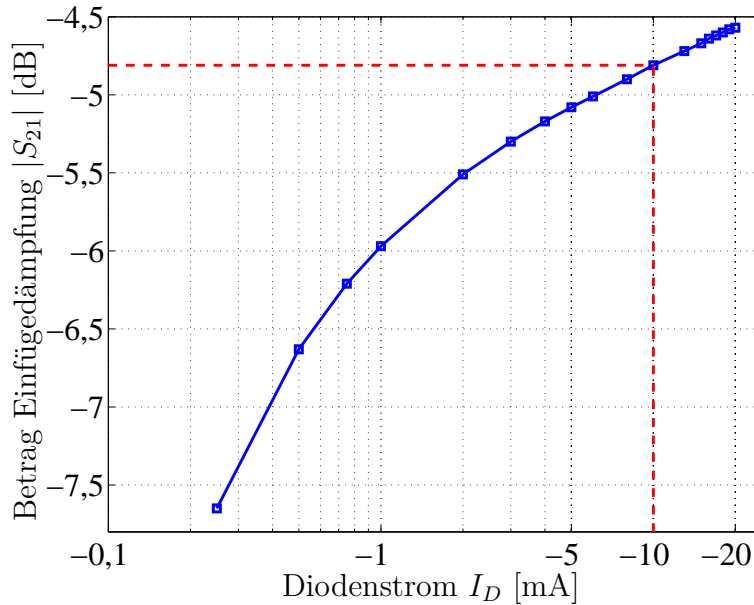


Abbildung 3.13.: Abhängigkeit des Betrags der Einfügedämpfung S_{21} eines Schaltmatrixpfads vom Steuerstrom. Das Verhalten verbessert sich bei zunehmendem Betrag des Stroms, verursacht allerdings höhere Verlustleistung, so dass für das Experiment ein Kompromiss bei 10 mA verwendet wird.

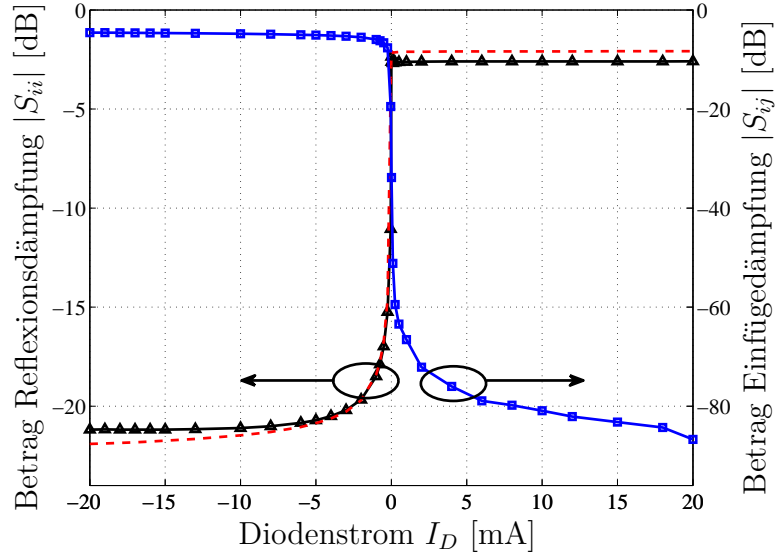


Abbildung 3.14.: Abhängigkeit der HF-Charakteristik eines Schaltmatrixpfads vom zugehörigen Strom des Diodentreibers. Der Betrieb der Schalter mit Strömen von $|I_D| \geq 5 \text{ mA}$ erlaubt bereits ein zuverlässiges Schalten mit guten HF-Eigenschaften. Für das Experiment wurde ein Strom von 10 mA gewählt.

leistung. Für das Experiment wurde daher ein Wert von $I_D = 10 \text{ mA}$ gewählt, der einen Kompromiss zwischen gutem HF-Verhalten und geringer Verlustleistung darstellt [131]. Der Einfluss des Stroms auf die Reflexionsdämpfung für Werte $I_D \leq -5 \text{ mA}$ weist nur eine geringe Abhängigkeit vom Strom auf (Abb. 3.14). Die Isolation erreicht bereits bei geringen positiven Strömen von $I_D = 5 \text{ mA}$ Werte von 77 dB . Bei den gewählten Betriebsströmen ergibt sich eine Isolation von 81 dB [138].

4. Nachweis der Raumfahrttauglichkeit des Experiments

Die Verifikation von Baugruppen und Systemen für den Einsatz im Weltraum erfordert die Berücksichtigung der dort herrschenden Umweltbedingungen sowie der Belastungen, die während des Starts auftreten. Daraus resultiert die Forderung Tests durchzuführen, die in Charakteristik und Belastungsgrad denen des realen Auftretens entsprechen, wobei die Werte der Anregungen um Sicherheitsfaktoren vergrößert werden. Daher werden Spezifikationen erstellt, die diese Parameter enthalten und generelle Abläufe und Anforderung festlegen. In den ECSS-Normen werden verschiedene Verifikationsstrategien unterschieden, vornehmlich Protoflight, Prototype und hybride Formen [160]. Allgemein werden die einzelnen Tests als Verifikation bezeichnet. Der finale Nachweis der Tauglichkeit anhand eines dem Flugmodell in Hard- und Software entsprechenden Qualifikationsmodells wird als Qualifikation bezeichnet [161].

4.1. Allgemeine Qualifikationsstrategien am Boden

Bei einer *Prototype*-Herangehensweise wird ein Engineering-Model (EM) und ein dediziertes Qualifikations-Modell (QM) aufgebaut, an welchem die Qualifikation entsprechend der Spezifikation mit voller Belastung und Dauer erfolgt. Das Flugmodell (FM) wird nur minimal getestet (Acceptance testing). Die Notwendigkeit EM und QM aufzubauen, verursacht einen hohen zeitlichen und finanziellen Aufwand, der bei einer Protoflight-Strategie reduziert werden kann. Die Qualifikation wird mit dem EQM-Modell durchgeführt und zusätzlich wird das PFM mit voller Belastung, aber reduzierter Dauer getestet. Dadurch entfällt die Notwendigkeit eines zusätzlichen Modells. Es existieren auch hybride Ansätze, deren genaue Abgrenzung von den Spezifikationen, dem vorliegenden *Technology-Readiness-Level* (TRL) und weiteren Faktoren abhängt.

Zusätzlich können im frühen Entwicklungsstadium weitere Modelle aufgebaut und untersucht werden. Wesentliche Modelle für den Nachweis des Thermalhaushalts und mechanische Voruntersuchungen sind für alle Ansätze obligatorisch, auch wenn diese separat oder in einem gemeinsamen Aufbau erfolgen. Die verschiedenen Modelle und deren Funktion sind in Tabelle 4.1 aufgelistet. Der Nachweis der Raumfahrttauglichkeit erfolgt über Tests, Analysen sowie Reviews [160, 161].

Für die KERAMIS-Nutzlast der OOV-Mission wurde eine Protoflight-Qualifikationsstrategie verfolgt um Kosten zu reduzieren. Die ersten Untersuchungen anhand der Technologiemodelle (TM1 und TM2) verifizieren vorrangig die generelle Aufbau- und Verbindungstechnik und ermöglichen vielfältige Änderungen der Entwürfe um die funktionalen

4. Nachweis der Raumfahrttauglichkeit des Experiments

Kurzform	Modell	Aufgabe / Funktion
MU	Mock-Up	Geometrie visualisieren und testen
SM	Structural M.	Abgleich mechanisches Modell
TM	Thermal M.	Abgleich thermisches Modell
STM	Structural and Thermal M.	Abgleich Simulation und Messung der thermischen und mechanischen Modelle
DM/BB/TM	Development, Breadboard, Technology M.	Aufbau- und Verbindungstechnik, erster elektrischer Funktionsnachweis
EM	Engineering M.	Modell zur Verifikation / Optimierung der elektrischen Funktion
QM	Qualification M.	Aufbau und Funktion identisch zu FM
EQM	Engineering and Qualification M.	Modell zur Verifikation / Optimierung der elektrischen Funktion und Verifikation
FM	Flight M.	Finaler Entwurf in höchster Qualität
PFM	Protoflight M.	wie FM (ohne separates QM)

Tabelle 4.1.: Auswahl von Modellen, deren Kurzbezeichnung und prinzipielle Funktion, die im Rahmen einer Verifikation Anwendung finden können [161]. Im oberen Bereich der Tabelle sind allgemeine Modelle aufgelistet, die eine abstrakte Repräsentation der Komponenten, Nutzlasten oder des ganzen Satelliten darstellen. Für die Untersuchung der Aufbau- und Verbindungstechnik sowie den elektrischen Funktionsnachweis sind die Modelle im unteren Bereich der Tabelle wesentlich.

Parameter zu erreichen, während nach der umfangreichen Verifikation mit dem EQM nur noch geringfügige Änderungen zur Fehlerbeseitigung eingebracht werden dürfen. Den höchsten Reifegrad weist das PFM auf, welches in die Nutzlast integriert wurde. Neben der elektrischen Funktion der Schaltmatrix muss deren mechanische und thermische Widerstandsfähigkeit nachgewiesen werden, um Beschädigung der Nutzlast beim Transfer auf den gewünschten Orbit und während des Missionsbetriebs zu vermeiden. Die verschiedenen Belastungen und Randbedingungen werden allgemein in [122] beschrieben. Der erfolgreiche Nachweis der mechanischen und thermischen Stabilität sowie der Nachweis der elektrischen Funktion sind wesentliche Voraussetzung für jede Raumfahrtmission. Ausgehend von allgemeinen Empfehlungen wird eine Verifikations-Matrix erstellt, die die zu verwendenden Methoden, Tests, Analysen, Reviews usw. enthält [161]. Durch diese Tests wird sichergestellt, dass Fehler frühzeitig detektiert und korrigiert werden können. Testmuster weisen dadurch die geforderte Robustheit der Aufbau- und Verbindungstechnik nach. Der hohe Aufwand dieser Tests wird durch das Fehlen von Wartungsmöglichkeiten beim Betrieb der Nutzlast und die hohen Kosten für den Transfer begründet.

TRL	Erfolgreich abgeschlossener Funktionsnachweis
1	Grundlegende Prinzipien beobachtet und berichtet
2	Technologiekonzept/Anwendung formuliert
3	Analytischer/experimenteller Funktions-/Prinzipnachweis erfolgt
4	Komponente/Versuchsaufbau im Labor erfolgreich getestet
5	Komponente/Versuchsaufbau unter Umweltbedingungen erfolgreich getestet
6	System/Subsystem Model oder Prototyp unter Umweltbedingungen getestet
7	Funktion des Systemprototyps unter Weltraumbedingungen erfolgreich
8	System komplettiert und Funktionsnachweis (im Weltall und am Boden)
9	Funktionsnachweis über gesamte Missionsdauer

Tabelle 4.2.: Die Einstufung des Reifegrades von Technologien, Komponenten und Modulen kann anhand der TRL-Stufen erfolgen [162].

Zur Einschätzung, welche Modelle notwendig sind und wie der Reifegrad der zu verwendeten Technologie einzustufen ist, kann der Technology-Readiness-Level genutzt werden [162]. Dabei beschreibt eine Zahl zwischen Eins und Neun den nachgewiesenen Reifegrad der einzusetzenden Technologie (siehe Tab. 4.2).

Die Notwendigkeit für den Aufbau der Technologiemodelle TM1 und TM2 ergab sich aus dem geringen TRL-Level des Schaltmatrixmoduls (TRL 3-4) zu Beginn der Arbeit. Durch die frühzeitige Untersuchung der mechanischen und thermischen Belastbarkeit anhand des TM1 waren Anpassungen der Entwürfe sowie der Aufbau- und Verbindungstechnik möglich, wodurch eine fristgerechte Fertigstellung der darauf aufbauenden Modelle und deren erfolgreiche Verifikation erreicht werden konnten.

4.1.1. Mechanische Belastungstests

Während der Startphase der Trägerrakete wirken erhebliche mechanische Kräfte auf die Nutzlasten aufgrund von Vibrationen und zusätzlich durch große transiente Beschleunigungswerte (Schocks), beispielsweise beim Abtrennen der Trägerstufen. In den mechanischen Tests werden diese Belastungen entsprechend der Spezifikationen nachgebildet und für unterschiedliche Raumrichtungen sowie verschiedene Anregungen das Verhalten aufgezeichnet. Zwischen den Belastungstests werden Funktionstests durchgeführt um einen Ausfall einer Anregung zuordnen zu können und damit eine genauere Untersuchung und Optimierung des Aufbaus zu ermöglichen. Damit die Nutzlasten keinen Schaden beim Transfer auf den finalen Orbit erleiden, müssen diese Tests ohne Beschädigung überstanden werden. Im ersten Verifikationsschritt werden die jeweiligen Experimentplatinen zu verschiedenen Entwicklungsstufen untersucht, anschließend werden die Tests auf Nutzlastebene und abschließend mit dem gesamten Satelliten durchgeführt.

Die Belastungswerte, die Dauer, die Anzahl der Durchläufe je Achse etc. werden von der zu verwendenden Trägerrakete abgeleitet. Um eine möglichst große Akzeptanz bei

potentiellen Kunden für die qualifizierte KERAMIS-Technologie zu erzielen, werden die Werte von verschiedenen Trägern verwendet und eine allgemeinere Spezifikation erstellt, die verschiedene Einsatzszenarien abdeckt (Astro- und Feinwerktechnik Adlershof [163]). Folgende mechanische Belastungsarten wurden nacheinander für jeweils alle drei Raumrichtungen untersucht: Sinusanregung, Rauschanregung sowie Schock/Pyroschock. Mechanische Beschädigungen führen allgemein zu einer Verschiebung der Resonanzfrequenz und Überhöhung, so dass die Resonanzsuche nach jedem Test durchgeführt wurde. Die einzelnen Abschnitte der Untersuchung werden im Folgenden zusammen mit den Ergebnissen der TM-Tests beschrieben.

Bei der Resonanzsuche wurde die Frequenz der Anregung zwischen 5 Hz und 2.000 Hz mit einem Anstieg von 2 Oktaven pro Minute variiert und die Beschleunigung auf einem Wert von 0,5 g durch veränderte Auslenkung konstant gehalten. Beim Sinustest wird die Beschleunigung in Abhängigkeit von der Frequenz von anfänglich 11 g bei 5 Hz bis zu Werten von 20 g bei 100 Hz variiert. Beim Rauschtest wird über das Frequenzspektrum eine unterschiedlich starke Anregung auf das Testobjekt eingeprägt. Die Amplitude der Beschleunigung ist dabei unterschiedlich stark und nimmt mit zunehmender Frequenz stetig ab, wobei der Mittelwert bei 17,2 g liegt. Beim Pyroschock wird das Abtrennen von Raketenstufen mit der damit verbundenen mechanischen Belastung nachgebildet. Die Beschleunigungswerte betragen dabei 30 g bei 100 Hz und erreichen Spitzenwerte von 3.000 g bei 10 kHz [126].

4.1.2. Thermaltests

Während der Missionsdauer ergeben sich zusätzlich zu den mechanischen Belastungen beim Start thermische Belastungen durch stete Temperaturänderungen aufgrund wechselnder Sonneneinstrahlung und der Eigenerwärmung durch elektrische Verlustleistungen. Da im All keine Konvektion zur Entwärmung genutzt werden kann, müssen auch die thermischen Tests unter Vakuum (typischer Druck $\leq 1 \cdot 10^{-5}$ hPa) stattfinden. Diese bestehen aus zwei Teilen, dem *Thermal Balancing* und dem *Thermal Cycling* [164].

Durch unterschiedliche thermische Ausdehnungskoeffizienten der eingesetzten Materialien werden deren Schnittstellen belastet und eventuelle aufgetretene Vorschädigungen während der mechanischen Belastungstests aufgeweitet. Wie die Spezifikation der mechanischen Untersuchung sind die Temperaturwerte und die Zahl der Testzyklen von der Mission und den späteren Einsatzbedingungen abhängig.

Ein typischer Temperaturverlauf ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Zum Beschleunigen des Evakuierungsvorgangs wird zu Beginn die Temperatur der Thermal-Vakuum-Kammer erhöht und es werden die extremen Temperaturen (*Non-Op max*, *Non-Op min* jeweils schraffiert) erreicht, die unbeschadet durchlaufen werden müssen. Da diese Werte außerhalb der Betriebsparameter liegen, wird das zu untersuchende Modul erst eingeschaltet, wenn die Einschalttemperaturen erreicht wurden (*SU max* und *SU min* zum Zeitpunkt t_1 bzw. t_3). Die nicht-operationellen Temperaturen bestätigen die Existenz von Sicherheitsreserven des späteren Betriebs. Beim Wechsel von den Einschalttemperaturen zu den Extremwerten des operationellen Bereichs muss keine volle Funktionalität vorhanden

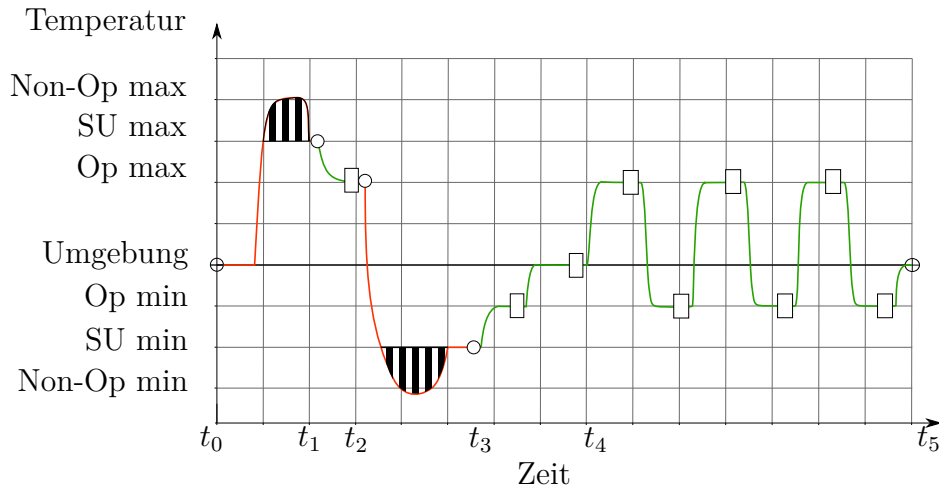


Abbildung 4.1.: Temperaturverlauf für das Thermal Cycling (frei nach [160]). Nach dem Aufbau des Vakuums und den beiden Maximaltemperaturen beginnt der zyklische Wechsel zwischen den operationellen Temperaturen (hier drei Zyklen). Grüne Kurventeile deuten auf einen aktiven Betrieb des zu untersuchenden Objekts, mit Rechtecken sind umfangreichere Funktionstests gekennzeichnet.

sein. Wenn Ausfälle auftreten kann dadurch festgestellt werden, ab welcher kritischer Temperatur das Modul sicher funktioniert.

Im anschließenden Thermal Cycling Test (ab Zeitpunkt T_4) wird das Modul im eingeschalteten Zustand regelmäßig auf korrekte Funktion überprüft. Der Betrieb erfolgt über den grün hervorgehobenen Temperaturverlauf. Umfangreiche Funktionstests wurden bei Erreichen der rechteckigen Symbolen durchgeführt (siehe Abb. 4.1).

Beim Thermal Balancing wird ebenfalls unter Vakuum eine Umgebungstemperatur eingestellt und anschließend das Modul eingeschaltet, so dass die Temperatur steigt. Bei Erreichen des thermischen Gleichgewichts kann so eine Temperaturerhöhung aufgenommen werden, die vor allem von der erzeugten Verlustleistung sowie der thermischen Anbindung zur Satellitenschnittstelle abhängt. Anhand dieser Werte kann das aufgestellte theoretische Thermalmodell verifiziert werden und damit sichergestellt werden, dass die eingesetzten Bauteile während der Mission keinen unzulässigen Temperaturen ausgesetzt sind.

4.2. Verifikation der keramischen Komponenten und Modelle

Im folgenden Abschnitt werden die jeweils untersuchten Modelle beschrieben, die sich daraus ergebenden Änderungen der Aufbau- und Verbindungstechnik sowie die Anpassungen der keramischen Schaltmatrix vorgestellt. Parallel zu dieser Herangehensweise

4. Nachweis der Raumfahrttauglichkeit des Experiments

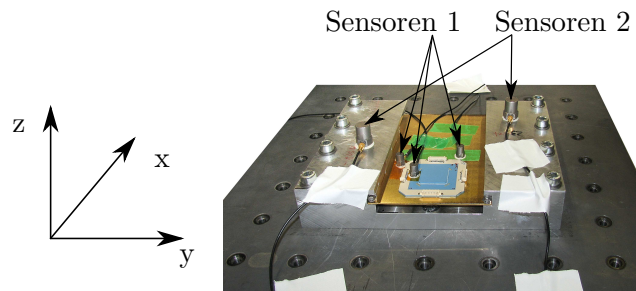


Abbildung 4.2.: Halterung zur mechanischen Untersuchung der Experimentplatine mit den Beschleunigungssensoren Brüel & Kjær auf dem Prüfobjekt mit Sensor 1 (4393) und auf der Messhalterung mit Sensor 2 (4371). Dargestellt ist die TM1-Platine.

wurde die elektrische Funktionalität der Modelle erhöht, um so einen einfacheren Funktionsnachweis während der Umwelttests zu ermöglichen.

4.2.1. Technologiemoell 1 (TM1)

Für die erste Untersuchung wurden Testplatinen mit einem Träger aus Aluminium und Kovar in verschiedenen Varianten aufgebaut. Die verwendete Schaltmatrix war aufgrund der lateralen Abmessungen von $56\text{ mm} \times 56\text{ mm}$, verglichen mit den LTCC-Modulen der Projektpartner, relativ groß. Zum Nachweis der mechanischen Stabilität wurden die Testobjekte nacheinander verschiedenen Belastungsarten in X-, Y- und Z-Richtung ausgesetzt und deren Verhalten mit speziellen Sensoren [165] in Form von Beschleunigungswerten gemessen (siehe Abb. 4.2). Wegen fehlender Auswerteelektronik war es notwendig, die Platinen nach jeder Anregung aus der Testeinrichtung zu entfernen und die elektrische Funktion der Schaltmatrix mit einem Netzwerkanalysator und Waferprober manuell zu überprüfen.

Nach dem Pyroschocktest von Platine 1 kam es zu einer Rissbildung (siehe Abb. 4.3), die zu einem kompletten Funktionsausfall der Schaltmatrix führte. Daher wurde die Platine 2 dem Pyroschock nicht ausgesetzt, um Ergebnisse aus den Thermaltests gewinnen zu können, bei denen keine weiteren Ausfälle auftraten. Das einzige Modul, welches die komplette mechanische Belastung unbeschädigt überstand, war der Aufbau ohne keramischen Deckel der Schaltmatrix. Die Verwendung von RT/duroid 6002 bewirkte keine Verbesserung der Stabilität der TM1-Testmuster (siehe Tab. 4.5 Module 1-4). Die direkte Montage der Schaltmatrix auf einem Kovarraahmen (siehe Tab. 4.5 Modul 3), der auf einen Aluminiumträger geklebt wurde, resultierte in mechanischen Spannungen, die sich aus dem Klebeprozess (150°C) ergaben und bereits zum Ausfall des Moduls während der Montage führten.

Die Abbildungen 4.4a und 4.4b zeigen die Beschleunigungswerte für die Z-Achse bei Sinusbelastung und Resonanzsuche exemplarisch für das Modul 1 (weitere Anregungen und die Kurven für Modul 2 ab S. 150). Bei der Anregung mit einem Sinussignal werden Werte von 12 g bei 30 Hz erreicht. Die Resonanzsuche ergab eine erste Überhöhung bei 831 Hz in z-Richtung. Nach der zusätzlichen Sinus- und Rauschbelastung wurde die Resonanzsuche wiederholt und ein Wert von 836 Hz ermittelt. Die Änderung der Reso-

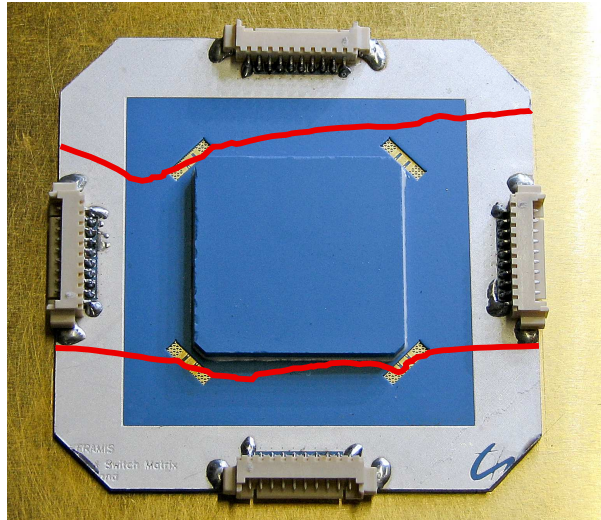


Abbildung 4.3.: Rissbildung im Schaltmatrixmodul der Testplatine 1 nach dem Pyroschocktest mit einer maximalen Beschleunigung von 3.000 g. Die Risse (zur Verdeutlichung rot hervorgehoben) verlaufen vorrangig durch die Kavitäten mit den HF-Anschlüssen und parallel zum keramischen Deckel und der Längsrichtung der Platine.

nanzfrequenz für alle Raumrichtungen beträgt für das TM1 maximal 0,62 % und das TM2 2,4 % (siehe 4.3). Die Werte liegen damit unter dem geforderten Grenzwert von 5 %.

Tabelle 4.4 fasst die Ergebnisse der TM1-Untersuchung zusammen. Funktionierende Kombinationen ergeben sich bei Aluminium lediglich ohne montierten Deckel, so dass der Forderung nach einer hermetischen Versiegelung der integrierten Schalter nicht entsprochen werden kann. Die Aufbauten mit Kovar erfordern eine Vermittlungsschicht aus RT/duroid 6002, um die mechanischen Belastungen (inkl. Pyroschock) unbeschadet zu überstehen. Die mechanische Stabilität des Aufbaus musste daher verbessert werden, um eine Hermetisierung der Schalter zu ermöglichen und die TM2-Tests erfolgreich zu passieren. Neben der Materialwahl und Kombination, die Modulgröße sowie die zweisei-

Platine	Resonanzfrequenz [Hz]						
	Vor Sinus			nach Sinus & Rauschen			Simulation
	X	Y	Z	X	Y	Z	Z
TM1-1	1942	1886	831	1954	1886	836	930
TM1-2	1391	1367	1351	1391	1367	1351	1360
TM2-1	209	205	766	204	205	748	1024

Tabelle 4.3.: Vergleich der Resonanzfrequenzen der TM1 und TM2-Platine vor und nach Sinus- und Rauschbelastung für die drei Raumrichtungen.

4. Nachweis der Raumfahrttauglichkeit des Experiments

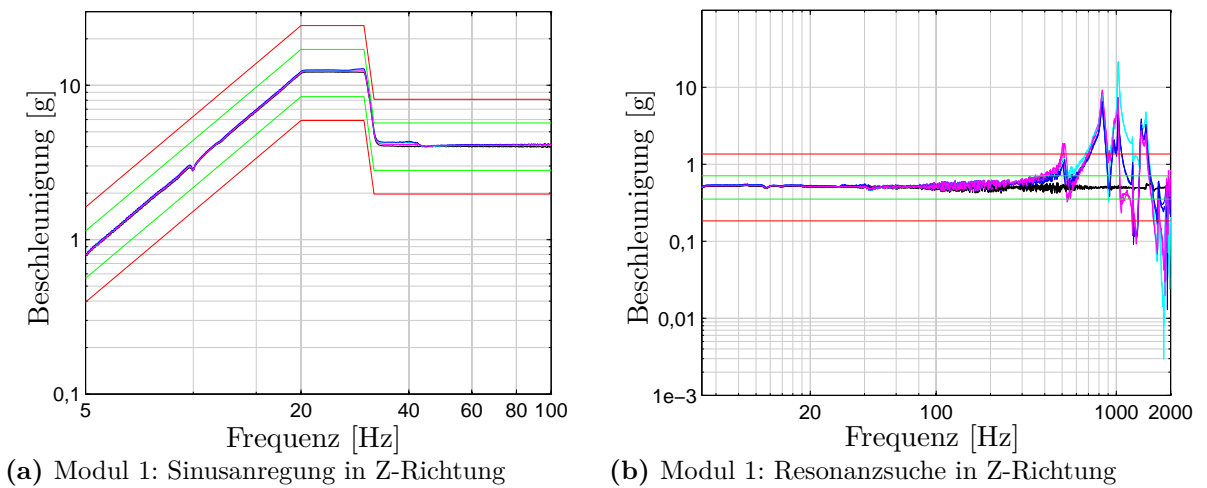


Abbildung 4.4.: Gemessene Beschleunigungswerte der Sensoren bei Sinusanregung und Resonanzsuche für das Modul 1 in Z-Richtung. Der Sollbereich der Anregung (schwarze Kurve) soll zwischen den beiden Grenzwerten (grün und rot) liegen, während die unterschiedlichen Messkurven die unterschiedlichen Sensoren auf der Platine darstellen.

tige Bestückung wurden als wesentliche Fehlerquellen isoliert. Dadurch wird in der Mitte des Moduls eine Öffnung in der Trägerplatine benötigt, die in Kombination mit einem schweren keramischen Deckel auf der Ober- und Unterseite des Moduls, im Bereich der Aussparung zu einer großen schwingungsfähigen Masse führt.

4.2.2. Zusatztests (TM1a)

Um sicherzustellen, dass die TM2-Tests erfolgreich durchgeführt werden können, war es notwendig im Vorfeld verschiedene Material- und Aufbaukombinationen zu untersuchen und die sich daraus ergebende optimierte Lösung für die nachfolgenden Tests einzusetzen. Parallel dazu wurden die Entwürfe des Schaltmatrixmoduls angepasst und beispielsweise

Bezeichnung	Modul	Trägermaterial	RT/d 6002	Deckel	Funktion
TM1 Platine 1	1	Kovar	nein	klein	Ausfall
	2		-	-	-
TM1 Platine 2	3	Aluminium	nein	klein/klein	Ausfall
	4		ja	ohne	OK

Tabelle 4.4.: Die Ergebnisse der Untersuchung der mechanischen Stabilität der TM1-Modelle. Die beiden Trägermaterialien Kovar und Aluminium wurden teilweise mit und ohne Verdrahtungsträger RT/duroid 6002 verwendet und die Schaltmatrixmodule in unterschiedlichen Konfigurationen montiert. Die Ausfälle ergaben sich teilweise sowohl bei mechanischer Belastung als auch während der Montage auf dem Träger.

Bezeichnung	Modul	Trägermaterial	RT/d 6002	Deckel	Funktion
TM1a Platine 1	5	Aluminium	ja	mit	Ausfall
	6		ja	ohne	OK
TM1a Platine 2	7	Aluminium	ja	mit	Ausfall
	8		nein	mit	Ausfall
TM1a Platine 3	9	Kovar	ja	mit	OK
	10		ja	mit	OK
TM1a Platine 4	11	Kovar	ja	ohne	OK
	12		nein	mit	Ausfall

Tabelle 4.5.: Die Ergebnisse der Untersuchung der mechanischen Stabilität der Zusatztests (TM1a-Modelle). Die beiden Trägermaterialien Kovar und Aluminium wurden teilweise mit und ohne Verdrahtungsträger RT/duroid 6002 aufgebaut und die Schaltmatrixmodule in unterschiedlichen Konfigurationen montiert. Die Ausfälle ergaben sich sowohl bei mechanischer Belastung als auch während der Herstellung.

durch die Verkürzung der Versorgungsleitungen und Anschlussabmessungen eine Reduzierung der äußeren Abmessungen erreicht. Ausgehend von 56 mm x 56 mm konnte eine Reduzierung auf 32 mm x 30 mm, und damit der notwendigen Grundfläche um etwa 70 %, erzielt werden. Dies resultiert in einer Verringerung der mechanischen Belastung, da bei konstanter Auslenkung der Trägerplatte eine geringere mechanische Spannung im keramischen Modul auftritt.

Acht zusätzliche Aufbauten wurden untersucht, die sich hinsichtlich des eingesetzten Trägermaterials (Aluminium oder Kovar), dem Vorhandensein einer RT/duroid 6002 Vermittlungsschicht und eines keramischen Deckels unterschieden. Tabelle 4.5 listet diese Module auf, die auf vier Trägerplatinen montiert wurden. Dabei wurden zu Vergleichszwecken auch Varianten gewählt, die Gegenstand der TM1-Tests waren. Die Varianten ohne Deckel sollten lediglich Tendenzen der Stabilität aufzeigen, da in dem finalen Experiment eine Hermetisierung mit Rahmen und Deckel zwingend erforderlich ist.

Die Ausfallerscheinungen ähneln denen der TM1-Pyroschocktests. Aufgetretene Risse verlaufen durch die Kavitäten, in denen die HF-Anschlüsse untergebracht sind und parallel zu den Seiten des Deckels und der Längsseite der Platine. Aufgrund des geringeren Elastizitätsmoduls (siehe Tab. 4.6) von Aluminium verglichen mit Kovar führen alle Varianten mit Deckel auf einem Aluminiumträger zu einem Funktionsausfall. Bei der Verwendung von Kovar ist erkennbar, dass die Verwendung eines RT/duroid 6002 Trägersubstrats notwendig ist, um Ausfälle zu vermeiden. Das Material bildet aufgrund des geringen Elastizitätsmoduls eine flexible Vermittlung zwischen dem keramischen Modul und der metallischen Trägerplatte (siehe Tab. 4.6).

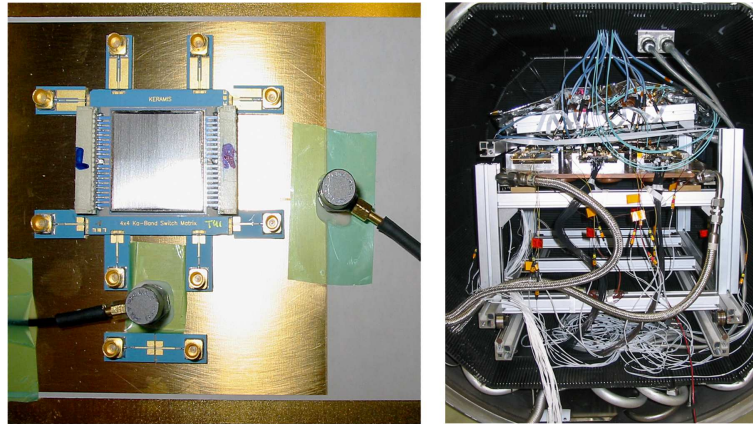


Abbildung 4.5.: Die linke Abbildung zeigt einen Ausschnitt der TM2-Testplatine mit dem aufgeklebten Schaltmatrixmodul, dem Kovardeckel sowie den Adaptern auf Mini-SMP-Steckverbindern. Während der mechanischen Untersuchung waren zusätzlich die beiden Beschleunigungssensoren auf dem Träger montiert. Die rechte Seite zeigt den Blick in die geöffnete Thermal-Vakuum-Kammer, die für die thermischen Tests genutzt wurde. Dabei sind alle Experimentplatinen gleichzeitig auf dem Kronstein angeordnet und werden über eine Vielzahl von Mess- und Steuerleitungen sowie Temperatursensoren kontaktiert.

4.2.3. Technologiemo­dell 2 (TM2)

Die TM2-Testplatinen wurden mit der überarbeiteten Schaltmatrix auf einem RT/duroid 6002 Verdrahtungsträger und einer Kovarplatine aufgebaut. Die reduzierten Abmessungen und die angepasste Aufbau- und Verbindungstechnik ermöglichten ein fehlerfreies Durchlaufen sämtlicher Umwelttests. Zusätzlich wurde der Funktionsnachweis des Moduls während der Thermaltests erbracht. Dazu wurden Adapterplatinen entworfen und aufgebaut, die eine Kontaktierung der Schaltmatrix mittels Mini-SMP-Steckverbindern und passenden Kabeln ermöglichten (siehe Abb. 4.5).

Die Ergebnisse der TM2-Untersuchung bestätigten die mechanische und thermische Zuverlässigkeit der Anpassungen, die sich aus den Ergebnissen der TM1a-Tests ergaben. Es traten mit dieser Aufbau- und Verbindungstechnik keine weiteren Ausfälle auf, so dass für folgende Verifikationsmodelle keine Änderungen vorgenommen wurden (siehe auch Tab. 4.7 sowie Abb. 4.8). Zur Absicherung dieser Annahmen und der quantitativen Bewertung der unterschiedlichen Aufbauten wurde eine numerische Nachbildung durchgeführt.

4.2.4. Numerische Nachbildung der mechanischen Spannungen

Die Durchführung mechanischer Tests ist zeit- und kostenintensiv, kann aber aufgrund der Schwierigkeiten in der Modellierung bislang nur mit großem Aufwand numerisch erfolgen. Das liegt vor allem an der Forderung, dass die dynamische Belastung einem definierten spektralen Verlauf folgen muss und dem Fehlen kompletter und genau bestimm-

ter Materialparameter für große Auslenkungen. Die numerische Berechnung ergänzt die mechanischen Tests sinnvoll, denn sie ermöglicht eine qualitative Untersuchung und Optimierung der Stabilitäten einer größeren Zahl von Testmustervarianten bei deutlich reduziertem Aufwand. Die Aussagen der Umwelttests ermöglichen keine Abstufung der Belastung, da lediglich Ausfälle detektiert werden können. Die Ergebnisse der numerischen Betrachtung ermöglichen quantitative Vergleiche unterschiedlicher Aufbauten.

Eine Nachbildung der TM1a-Ergebnisse erfolgte mittels FEM-Berechnung im Programm Ansys® Workbench™ 14.5 [166]. Dabei wurde die Auswirkung verschiedener Änderungen an der Aufbau- und Verbindungstechnik auf die maximal auftretende mechanische Vergleichsspannung untersucht, um so die geplanten Änderungen von TM1/TM1a zum TM2 und EQM-Aufbau zu bestätigen. Die dabei verwendeten Materialparameter sind in der Tabelle 4.6 aufgelistet. Andere keramischen Materialien wie DP 943 weisen ähnliche mechanische Eigenschaften wie DP 951 auf, so dass sich qualitative Ergebnisse vermutlich gut auf andere Materialsysteme übertragen lassen.

Die mechanische Vergleichsspannung (nach von Mises)

Kräfte, die auf einen nicht ideal starren Körper einwirken, erzeugen eine Verformung, die vom Material abhängt und zu einer inneren Spannung des Körpers führt [167]. Der Zusammenhang zwischen einer externen Kraft und der wirksamen Fläche ergibt die mechanische Spannung nach Gleichung 4.1.

$$\sigma = \frac{dF}{dA} \quad (4.1)$$

Der Spannungszustand in einem Punkt P ergibt sich für eine beliebige Belastung für jede Raumrichtung aus einer Normalkomponente σ und zwei Tangentialkomponenten τ zum Tensor S (siehe Gl. 4.2). Die Ausrichtung dieser Komponenten ist in Abbildung 4.6 dargestellt.

$$S = \begin{pmatrix} \sigma_x & \tau_{yx} & \tau_{zx} \\ \tau_{xy} & \sigma_y & \tau_{zy} \\ \tau_{xz} & \tau_{yz} & \sigma_z \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

Für die Dehnung eines isotropen Materials kann über das Hookesche-Gesetz (siehe Gl. 4.3, Vektoren sind unterstrichen) der Zusammenhang zwischen Dehnung ε und Spannung σ aufgestellt werden. Der dabei verwendete Proportionalitätsfaktor ist das Elastizitätsmodul E (E-Modul). Wird der elastische Bereich verlassen, verliert diese Betrachtung ihre Gültigkeit und es erfolgt eine irreversible Verformung. Nach Erreichen der Bruchspannung kommt es zum Bruch des betrachteten Körpers. Die Nachbildung dieser Zusammenhänge würde die genaue Materialkenntnis einer Vielzahl anisotroper Parameter erfordern.

$$\underline{\sigma}_{mech} = \underline{E} \cdot \underline{\varepsilon}_{mech} = \frac{F}{S_0} \quad (4.3)$$

4. Nachweis der Raumfahrttauglichkeit des Experiments

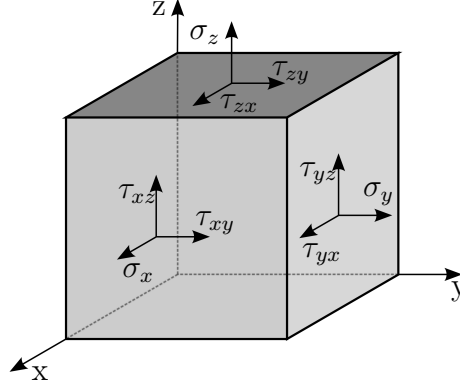


Abbildung 4.6.: Darstellung des räumlichen Spannungszustands eines Volumenelements mit den Komponenten der Normalspannungen σ und Tangentialspannungen τ (frei nach [167])

Zusätzlich wird durch die Querkontraktionszahl ν das Verhalten bei Querdehnung (bis zur Proportionalitätsgrenze) beschrieben, indem die Änderung des Durchmessers einer Probe vom Ausgangszustand d_0 in Abhängigkeit der Dehnung beschrieben wird (siehe Gl. 4.4). Außerdem wird deutlich, dass das Verhältnis von Querdehnung zu Dehnung konstant ist.

$$\varepsilon_q = \frac{d - d_0}{d_0} = -\nu \cdot \varepsilon \quad (4.4)$$

Neben der Dehnung ergibt sich bei zusätzlicher Querbelastung (Schubspannung τ) eine Gleitung, die wiederum über die Querkontraktionszahl beschrieben werden kann (siehe Gl. 4.5).

$$G = \frac{E}{2 \cdot (1 + \nu)} \quad (4.5)$$

Zusätzlich zu den mechanisch eingeprägten Spannungen ergibt sich aufgrund von Temperaturänderungen eine Dehnung, die durch die Kombination von Materialien unterschiedlicher Ausdehnungskoeffizienten wiederum zu mechanischen Spannungen führt (Gl. 4.6).

$$\varepsilon_{th} = \alpha \cdot \Delta T = \alpha \cdot (T - T_{ref}) \quad (4.6)$$

Insgesamt ergibt sich eine Spannung, die aufgrund der Temperaturänderung und externen Einwirkung von Kräften resultiert (siehe Gl. 4.7). Dabei sind α der thermische Ausdehnungskoeffizient, T die aktuelle Temperatur und T_{ref} die Referenztemperatur, bei der keine Verformung auftritt.

$$\underline{\sigma} = \underline{E} \cdot \underline{\varepsilon}_{mech} + \underline{\alpha} \cdot (T - T_{ref}) \quad (4.7)$$

Die entstehenden Spannungen können vektoriell addiert werden und liefern für verschiedene Aufbauten anhand der resultierenden Vergleichsspannung σ_{vs} (von Mises) einen skalaren Wert, der den inneren Spannungszustand beschreibt. Die in Gleichung 4.8

verwendeten Normalspannungen σ_x sind die Extremwerte der auftretenden Spannung (Hauptspannungen).

$$\sigma_{vs} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot ((\sigma_1 - \sigma_2)^2 + (\sigma_2 - \sigma_3)^2 + (\sigma_3 - \sigma_1)^2)} \quad (4.8)$$

Ergänzung der Untersuchungen mit Simulationswerten

Die folgende Betrachtung zielt auf die Nachbildung der thermischen Beanspruchung der Komponenten, die sich aufgrund unterschiedlicher thermischer Ausdehnungskoeffizienten ergibt. Die Befestigung der Schaltmatrix wird dabei als fixiert angenommen. Die Komponenten werden bei einer Temperatur von 150 °C spannungsfrei zusammengefügt und einer Temperaturänderung von 200 K ausgesetzt (abkühlen auf -50 °C). Basierend auf den wesentlichen Materialkenngrößen (siehe Tab. 4.6) wie E-Modul, Querkontraktionszahl und thermischem Ausdehnungskoeffizient wird der jeweilige Spannungszustand bestimmt. Da die Ausfälle bei einer dynamischen Belastung auftraten, sind diese Ergebnisse nicht repräsentativ, ermöglichen aber eine vergleichende Bewertung zwischen den betrachteten Aufbauten und mit den Ergebnissen der Verifikationstests.

Der Simulationsaufbau und das Ergebnis einer numerischen Berechnung in Form einer farbkodierten Darstellung der Vergleichsspannung zeigt Abbildung 4.7. Die maximal auftretende Vergleichsspannung ergibt sich in den Ecken einer Kavität nahe der Kante der Trägerplatte. Dies deckt sich mit dem Verlauf der Risse der TM1-Aufbauten, die ebenfalls durch die Kavitäten verliefen und so die Simulationsergebnisse bestätigen (Abb. 4.3).

Die Ergebnisse der mechanisch untersuchten Aufbauten sowie zusätzlicher Simulationsergebnisse nach Tabelle 4.7 sind in einer gemeinsamen Grafik zusammengefasst (siehe Abb. 4.8). Die maximalen Vergleichsspannungen wurden jeweils in der Kavitätenecke aufgenommen, um vergleichbare Ergebnisse zu erhalten. Für die TM1/TM1a-Tests wurde das große Schaltmatrixmodul, für die Variante 17 das miniaturisierte verwendet. Der Bereich, der die Ausfälle von den mechanisch robusteren Aufbauten trennt, markiert die mechanische Belastungsgrenze des TM1-Moduls. Die so gewonnene qualitative Belastungsgrenze liegt zwischen $1,21 \cdot 10^8$ Pa und $2,94 \cdot 10^8$ Pa und kann zur Bewertung von anderen Materialkombinationen und Aufbauten mit dem Programmpaket Ansys Workbench herangezogen werden. Optimierungsziel bei der numerischen Nachbildung ist daher vorrangig die Unterschreitung dieser Grenze und allgemein die weitere Minimierung der maximal auftretenden Vergleichsspannung.

Die Trägerplatine aus Kovar führt im Vergleich mit Aluminium zu geringeren Spannungen im keramischen Modul, unabhängig davon, ob ein Deckel montiert wurde (Variante 12 und 3) oder das Modul ohne Häusung eingesetzt wurde (Varianten 11 und 4). Aufgrund der Anforderungen der Satellitenmission muss ein hermetischer Deckel montiert werden, so dass Aufbauten mit Aluminiumträger ohne Deckel nicht weiter berücksichtigt wurden. Der Rahmen und Deckel wurden für das TM2 und folgende Modelle in ihrer Form optimiert und aus Kovar hergestellt. Ebenfalls ist der Einsatz von RT/duroid 6002 als Vermittlungsschicht sinnvoll, da dadurch die maximale mechanische Spannung zusätzlich verringert werden kann. Bei Aluminium reduziert sich durch dessen Verwen-

Material	Dichte $\left[\frac{g}{cm^3}\right]$	Thermischer Ausdehnungskoeffizient $10^{-6} \left[\frac{1}{K}\right]$ (bei 100 °C)	Wärmeleit- fähigkeit $\frac{W}{mK}$	E-Modul [GPa]	Querkontraktionszahl	Kompressionsmodul [GPa]
DP951	3,1	5,8	3,3	120	0,24	(76,9)
DP9K7	3,1	4,4	4,6	145	0,25	(96,7)
RT/d6002	2,1	16	0,6	0,12	(0,49)	2,5
Kovar	8,58	5,2	17,3	160	0,32	(144)
Aluminium	2,7	23	165	71	0,33	(69,6)
Invar	8,58	5,2	17,3	148	0,29	(117)
MoCu	9,9	6,3	184	220-260	0,30	(200)
GaAs	5,3	5,7	55	86	0,31	(75)

Tabelle 4.6.: Übersicht verschiedener Materialparameter, die die Grundlage der thermischen und mechanischen Simulationen bilden (Angaben in Klammern wurden aus den gegebenen Werten berechnet). Die Trägermaterialien unterscheiden sich vor allem hinsichtlich der thermischen Ausdehnungskoeffizienten, Elastizitätsmodule und der thermischen Leitfähigkeit [9, 49, 152–154].

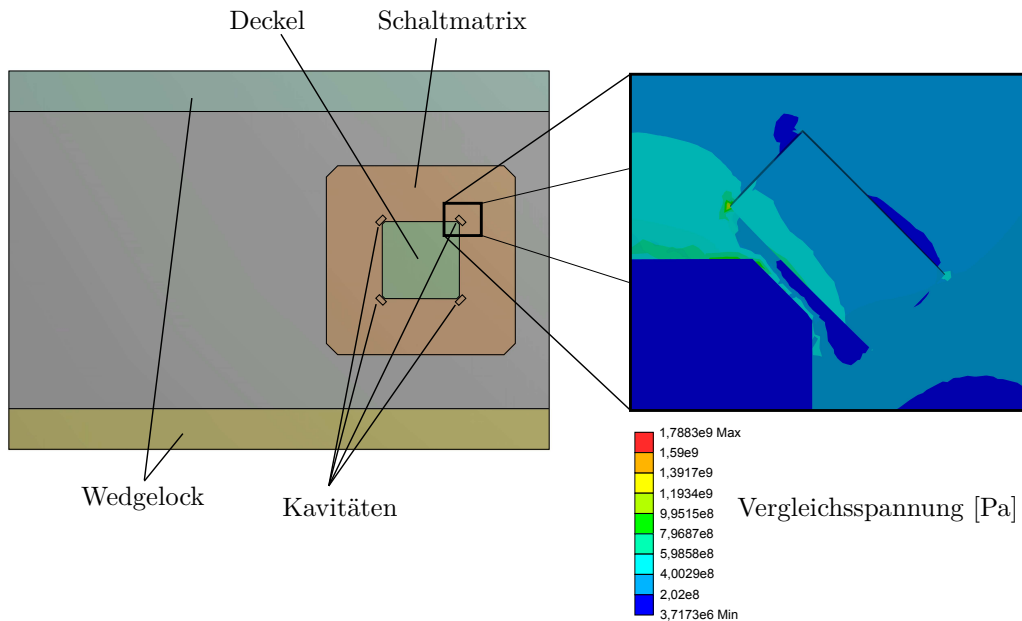


Abbildung 4.7.: Simulationsmodell zur numerischen Bestimmung der mechanischen Spannung durch thermische Beanspruchung. Die maximal auftretende Spannung ergibt sich in den Kavitäten nahe der Kante der Trägerplatine. Der Ausschnitt (rechte Abbildung) zeigt die Verteilung der mechanischen Spannung innerhalb der Schaltmatrix-Kavität.

dung die maximale Vergleichsspannung um 70,2 %, bei Kovar um 79,7 % (Varianten 8,7 und 12,9).

In Tabelle 4.7 ist mit den Varianten 1 und 15 auch der Vergleich der Spannungen enthalten, die sich für eine Veränderung der Kavitätengeometrie ergeben. Dabei wurde bei Variante 15 eine Ausstanzung der Kavitätenecken vorgenommen, um scharfe Kanten zu vermeiden. Dabei wurde deutlich, dass keine signifikante Beeinflussung der Vergleichsspannung erreicht werden kann und sich tendenziell eine Verschlechterung ergibt.

Die Optimierung der Aufbau- und Verbindungstechnik ist mit Pfeilen in Abbildung 4.8 angedeutet. Ausgehend von den beiden Trägermaterialien Aluminium und Kovar (Variante 8, 12) kann eine Reduzierung der mechanischen Spannung durch die Verwendung von RT/duroid 6002 erreicht werden (Variante 7, 9). Aufgrund der höheren Belastung des Aluminiumträgers kam es dort zu Ausfällen, so dass aufbauend auf dem Kovarträger und einer Reduzierung der Modulabmessungen, sich eine Vergleichsspannung des Flugmodells nach Variante 17 ergibt, die verglichen mit Variante 9 um weitere 96 % reduziert werden konnte. Die Tendenzen der hier nachgebildeten Strukturen decken sich mit den experimentell gewonnenen Ergebnissen der Umwelttests.

Die Nachbildung der Umwelttests erfordert zusätzlich die Betrachtung von dynamischen Vorgängen mit einer spezifischen spektralen Zusammensetzung der Anregung (*Power Spectrum Density* PSD). Im ersten Schritt wird dazu eine Modalanalyse durchgeführt. Die Ergebnisse verdeutlichen anhand des ersten Modes die mechanischen Verformungen

Simulation Nr.	Test	Trägermaterial	Kovar- rahmen	RT/duroid 6002	Deckel oben / unten	Ausfall	max. Vergleichsspannung $10^x[\text{Pa}]$
1	TM1	Kovar	ja	nein	g/g	ja	5,4e8
2	TM1	Kovar	/	/	/	/	/
3	TM1	Aluminium	ja	nein	g/g	ja	9,4e8
4	TM1	Aluminium	nein	ja	nein	nein	9,0e7
5	TM1a	Aluminium	ja	ja	k/g	ja	2,2e8
6	TM1a	Aluminium	nein	ja	nein	nein	9,0e7
7	TM1a	Aluminium	ja	ja	k/g	ja	2,2e8
8	TM1a	Aluminium	nein	nein	k/k	ja	9,4e8
9	TM1a	Kovar	ja	ja	k/g	nein	1,3e8
10	TM1a	Kovar	nein	ja	k/k	nein	1,3e8
11	TM1a	Kovar	nein	ja	nein	nein	3,4e7
12	TM1a	Kovar	nein	nein	k/k	ja	6,4e8
13	Sim.	Aluminium	nein	nein	nein	/	4,3e8
14	Sim.	Aluminium	nein	ja	k/k	/	2,0e8
15	Sim.	Kovar	nein	nein	g/g	/	5,8e8
16	Sim.	Kovar	nein	nein	nein	/	1,5e8
17	PFM	Kovar	nein	ja	k/k	nein	6,6e6

Tabelle 4.7.: Zusammenstellung der berechneten mechanischen Maximalspannung der untersuchten Schaltmatrixmodule unter Verwendung unterschiedlicher Aufbau- und Verbindungstechniken und Modulgeometrien. Die Spalte Modul gibt an, ob der Simulationsaufbau physisch getestet wurde oder nur Ergebnisse der Simulation vorliegen. Die Verwendung eines Deckels erhöht die mechanische Belastung, ist aber für Raumfahrtanwendungen aufgrund der ungehäusten Schaltkreise erforderlich.

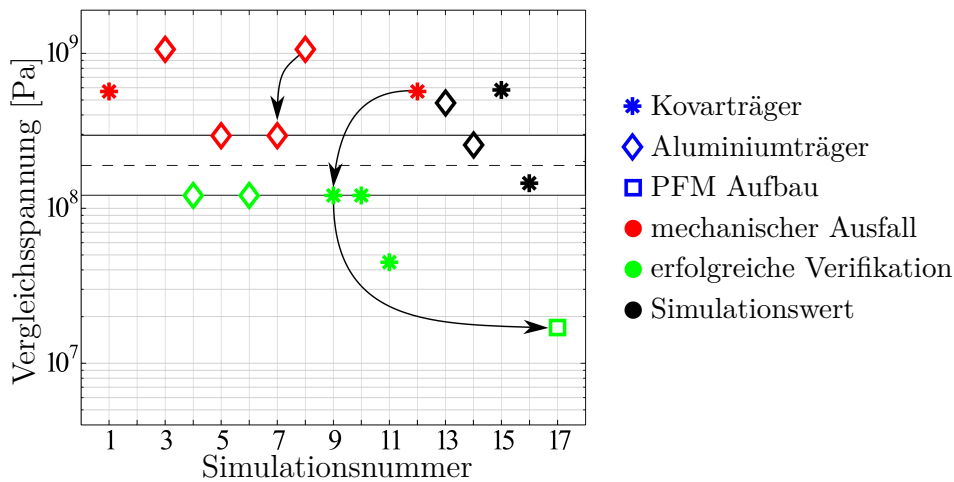


Abbildung 4.8.: Darstellung der Vergleichsspannung nach Mises für unterschiedliche Varianten der Aufbau- und Verbindungstechnik nach Tabelle 4.7 sowie der Vergleich mit der neuen TM2-Schaltmatrix (Simulation 17) bei gleicher Anregung. Ausfälle traten oberhalb von Spannungen von $2,2 \cdot 10^8$ Pa auf (rote Symbole), erfolgreiche Tests liegen unterhalb von $1,3 \cdot 10^8$ Pa (grüne Symbole) und rein theoretische Varianten (schwarz) vervollständigen die Varianten. Der Bereich zwischen den beiden horizontalen Linien stellt die Grenze der maximal zulässigen Spannung dar. Zusätzlich wird durch das Symbol das Trägerplattenmaterial gekennzeichnet.

der Trägerplatte mit einer maximalen Auslenkung in der Mitte der schmalen Seite der Trägerplatte auf der matrixabgewandten Seite (siehe Abb. 4.9). Diese Verformung führt potentiell zu einer hohen mechanischen Spannung im keramischen Modul. Die Dicke der Trägerplatte sowie das Elastizitätsmodul der verwendeten Materialien bestimmen bei gegebener Geometrie die maximale Auslenkung und dadurch die maximal auftretende mechanische Spannung im LTCC-Modul.

Anhand der Modalanalyse kann ein Vergleich der Resonanzfrequenzen erfolgen (siehe Tab. 4.3). Die Werte der simulierten Resonanzfrequenzen weisen teilweise deutliche Abweichungen von den Ergebnissen der Umwelttest auf, was auf die vereinfachte Geometrie der Führungsschienen sowie die Vernachlässigung der Wedge-Lok und Klebeverbindung sowie die unzureichenden Materialparameter zurückzuführen ist.

Die PSD-Untersuchung liefert analog zu der thermischen Belastung für die betrachteten Varianten der Aufbau- und Verbindungstechnik die maximale Spannung im keramischen Modul. Die Ergebnisse der Spannungsbetrachtung bestätigen die Tendenzen der thermischen Betrachtung und damit die Aussagen der Umwelttests. Die simulative Nachbildung der mechanischen Pyroschockbelastung kann im Rahmen dieser Arbeit nicht erfolgen.

4.2.5. Struktur- und Thermalmodell (STM)

Das STM (siehe Abb. 4.10) dient der Überprüfung der mechanischen Eigenschaften der KERAMIS-Nutzlast, der Ermittlung des Schwerpunkts und der Verifikation des aufge-

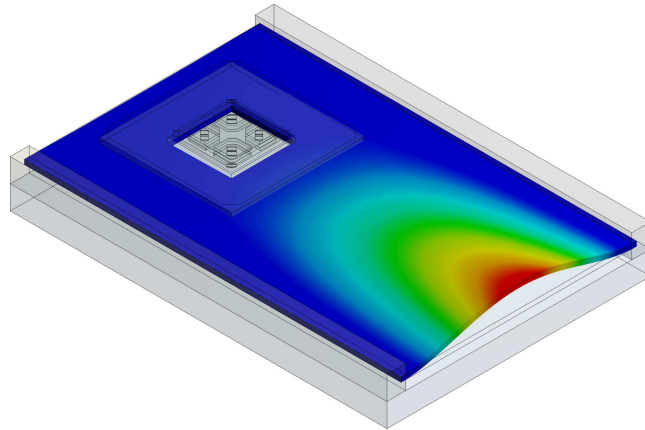


Abbildung 4.9.: Überhöhte Darstellung der mechanischen Verformung der Trägerplatte bei der Modalanalyse in z -Richtung. Der erste Schwingungs-Mode bildet eine maximale Verformung auf der matrixabgewandten Seite mittig zwischen den beiden Befestigungsschienen aus.

stellten Thermalmodells. Die Verlustleistung der Experimente mit den angenommenen thermischen Widerständen führt zu einer Temperaturverteilung, die gemessen und mit Simulationswerten verglichen wird. Die darauf optimierten Modellparameter ermöglichen die Abschätzung, ob der gemeinsame Betrieb mehrerer Nutzlasten thermisch unkritisch ist, ob ein thermisches Gleichgewicht erreicht werden kann und ermöglicht so eine grundlegende Missionsplanung.

Die Einschaltbedingungen, die bei der *Thermal Balancing*- und *Thermal Cycling*-Untersuchung (siehe Kap. 4.1.2) betrachtet wurden, müssen hierbei ebenfalls berücksichtigt werden und wurden durch den Partner AFW durchgeführt [163]. In Abbildung 4.10 ist neben dem gemeinsamen KERAMIS-Gehäuse auch die S-Band-Box dargestellt, die die Anbindung an die Antenne des Überflugexperiments der TU Hamburg-Harburg realisiert [133].



Abbildung 4.10.: Das Struktur- und Thermalmodell der KERAMIS-Nutzlast (links) und die S-Band-Box (rechte Seite). Die elektrische Verbindung erfolgt über koaxiale Kabel und D-SUB-Steckverbinder.

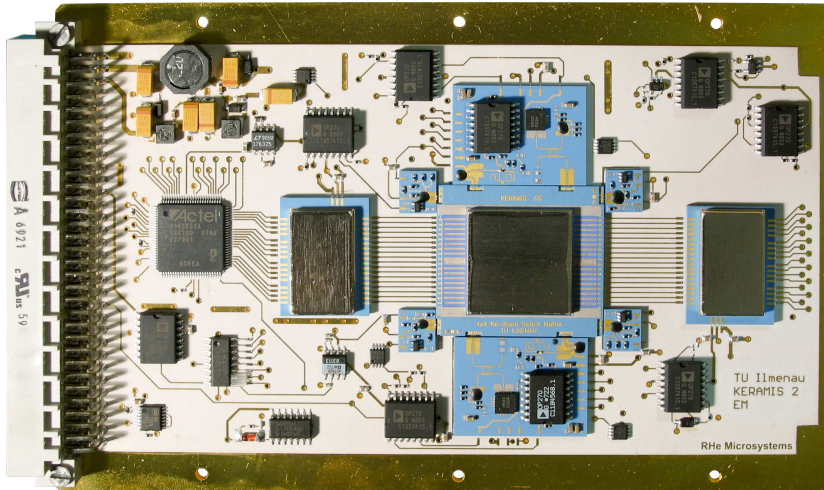


Abbildung 4.11.: Die EQM-Platine des Schaltmatrixexperiments auf einer vergoldeten Kovarträgerplatine und einem vierlagigen Verdrahtungsträger RT/duroid 6002. Die LTCC-Module wurden leitfähig aufgeklebt und sämtliche Signal- und Steuerverbindungen über Bonddrähte hergestellt.

4.2.6. Engineering und Qualifikationsmodell (EQM)

Im Gegensatz zu den Technologiemoellen TM1 und TM2 wurde beim EQM (siehe Abb. 4.11) die komplexe Ansteuerung und die komplette Experimenthardware implementiert. Dadurch ist ein Funktionsnachweis über die digitale Schnittstelle möglich und die zeitaufwendige Charakterisierung der Module über Waferprober und Netzwerkanalysator während der Umwelttests kann vermieden werden. Auf die eingesetzten Komponenten und die Funktionsweise des Experiments wurde in Kapitel 3 eingegangen. Aufgrund der mechanischen Untersuchungen wurde das im Rahmen der TM2-Tests erfolgreich verifizierte Schaltmatrixmodul in der optimierten Aufbau- und Verbindungstechnik aufgebaut.

Zusätzlich zu den keramischen Modulen, die den wichtigsten Teil des Experiments ausmachen, wurde ein Versorgungsspannungsfiler entworfen, und Temperatursensoren, Operationsverstärker, Multiplexer und ein FPGA eingesetzt. Im Gegensatz zum PFM wurden teilweise baugleiche Komponenten mit reduzierter Qualität bestückt, um die Kosten für den Aufbau möglichst gering zu halten. Für den Funktionstest wurde zusätzlich die Spezifikation des FPGAs erstellt, welches sowohl die Wandlung von Kommandos und Konfigurationen in digitale Eingänge der Diodentreiber vornimmt als auch die Multiplexer kontrolliert.

4.2.7. Flugmodell (PFM)

Aufgrund zeitkritischer Randbedingungen wurde eine zusätzliche Platine basierend auf einem FR4-Träger aufgebaut (siehe Abb. 4.12, nahezu baugleich zu Abb. 4.13), die der Entwicklung, Optimierung und Verifikation der Ansteuersoftware diene. Diese Ansteue-

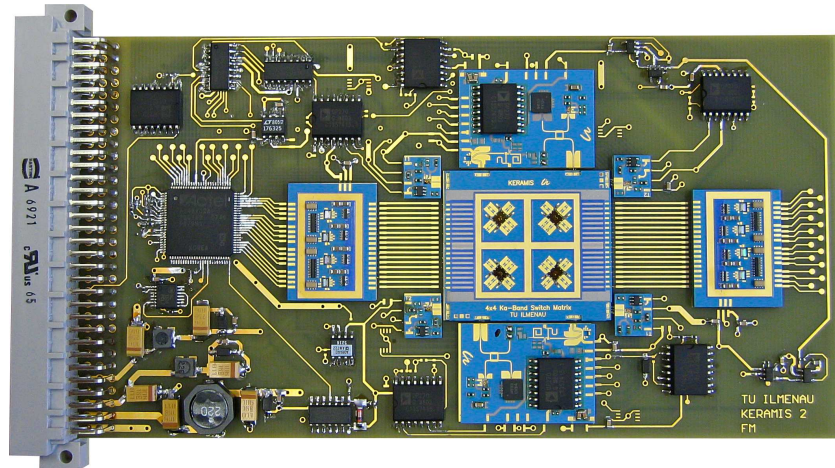


Abbildung 4.12.: Labormodell der PFM-Platine. Aufgrund der schnelleren Verfügbarkeit und der Unabhängigkeit der guten HF-Eigenschaften des Trägermaterials konnte durch den Einsatz dieser Platine eine frühzeitige Überprüfung der finalen Software und der Funktionstest der Module erfolgen.

Die Messung ist im Vergleich zu den EQM-Messungen deutlich aufwendiger und berücksichtigt bereits das Nutzlastversorgungssystem. Da bei der gewählten Kombination der Bauteile keine HF-Signale über den Träger geführt werden, wird die elektrische Funktion davon nicht beeinträchtigt. Ziel war die Ansteuerung aller Komponenten in Abhängigkeit einer Kontrolldatei (Regime), die auf vordefinierte Konfigurationen zurückgreift. Dadurch soll eine möglichst große Flexibilität während der Mission sichergestellt werden (siehe Kap. 5). Zusätzlich wurde der Entwurf des FPGAs überprüft und die korrekte Funktion nachgewiesen, so dass dieses ebenfalls für das PFM eingesetzt werden kann. Durch die ungehäuteten keramischen Module waren beispielsweise Messungen interner Spannungszustände und Änderungen der Bestückung zur Anpassung von Bauteilwerten zur Optimierung der Arbeitspunkte möglich.

Aufbauend auf den Ergebnissen dieser Variante wurde eine baugleiche PFM-Platine (siehe Abb. 4.13) hergestellt, die ebenfalls auf einem vergoldeten Kovarträger mit RT/duroid 6002 basiert. Die Werte der zu bestückenden Komponenten wurden anhand der FR4-Platine optimiert und konnten direkt in das PFM übernommen werden. Der finale PFM-Aufbau wurde mehrfach hergestellt. Eine baugleiche Platine wurde als redundantes Experiment ebenfalls in die KERAMIS-Nutzlast integriert, während eine Referenzplatine für Vergleichsmessungen am Boden zur Verfügung steht.

Nach erfolgreicher Verifikation der mechanischen und thermischen Eigenschaften wurden die drei Experimentbeistellungen in das KERAMIS-Gehäuse integriert und dort zusammen zu verschiedenen Zeitpunkten der finalen TET-1 Integration wiederholt auf deren korrekte Funktion auf Systemebene überprüft. Die letzten Tests wurden nach dem Transport des Satelliten nach Baikonur vollzogen. Mit dem Start der Trägerrakete am 22.07.2012 begann die On-Orbit Verifikation der KERAMIS-Nutzlast.

4.2. Verifikation der keramischen Komponenten und Modelle

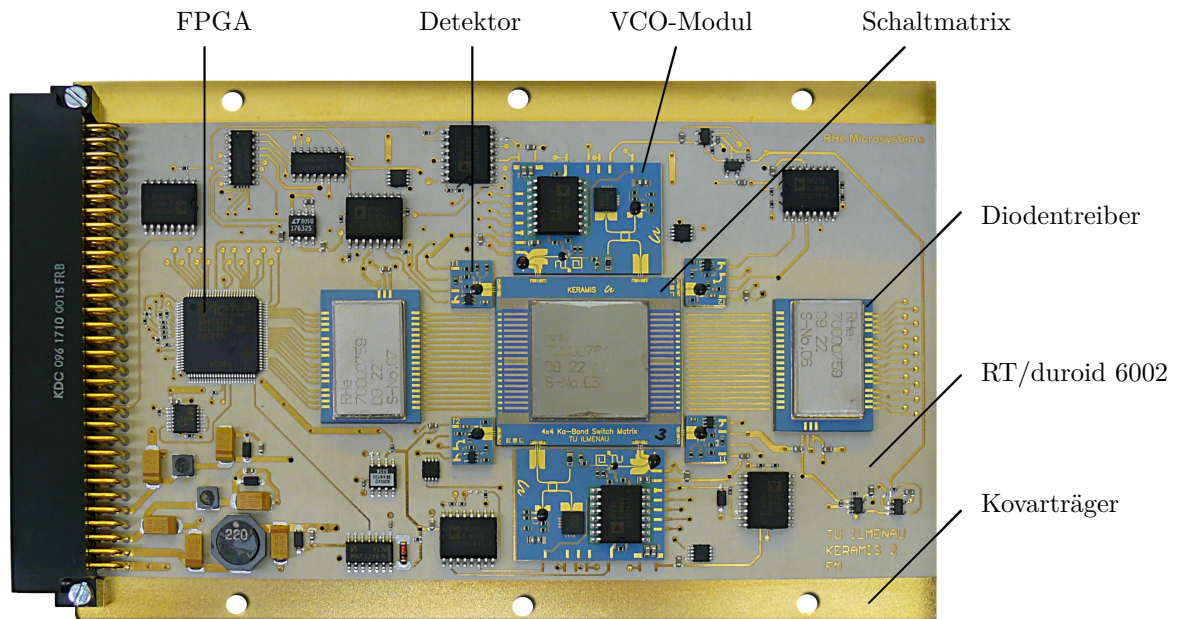


Abbildung 4.13.: Die PFM-Platine aus Kovar mit dem Verdrahtungsträger RT/duroid 6002, FPGA und den LTCC-Modulen Schaltmatrix, VCO-Modul, Detektor und Diodentreiber. Die Masse der komplett bestückten Platine beträgt 382 g.

5. Versuchsreihen zur Satellitenmission

5.1. Vorbereitung der OOV-Mission

Die Funktionsverifikation des Experiments erfordert einen automatisierten Betrieb, da keine permanente Sicht und damit Datenverbindung zum Satelliten besteht. Die zu verwendenden Parameter und Abläufe müssen daher vordefiniert werden, können aber auch während der Mission angepasst werden. Die Eigenschaften und wesentliche Steuergrößen des Experiments werden beschrieben und darauf aufbauend die Grundlange des Funktionsnachweises der KERAMIS-Technologie im All am Beispiel Schaltmatrix. Auf die entwickelten Abläufe und Strukturen für Programm, Parametersätze und Daten sowie deren Auswertung wird dabei eingegangen.

5.1.1. Planung der Abläufe, Konfigurationen und Messungen

Die Abläufe und Konfigurationen sind vordefiniert, so dass für den nächsten geplanten Einschaltvorgang eine automatisierte Abarbeitung einer Befehlsliste erfolgen kann. Für die Festlegung der Messabläufe wird eine Abfolge von Befehlen definiert, die Regime genannt wird, aus 64 Zeilen zu je 10 Bit Länge besteht und auf die vordefinierten Konfigurationen und Abläufe verweist. Jede Zeile des Regimes legt fest, welche Experimentplatine (1 Bit, N für nominelle, R für die redundante Platine), welches Programm (3 Bit für 8 Programme) und welche Konfiguration (ein 6 Bit Verweis) verwendet werden sollen. Jede Zeile entspricht dabei einem komplexen Programmablauf, so dass die gemäß Experimentplanung maximal verfügbaren 64 Zeilen ebenfalls geeignet sind, den Ablauf von Langzeitmessungen zu beschreiben. Die Zusammenhänge sind in Abbildung 5.1 dargestellt.

Da bei Änderungsbedarf nur das Regime aktualisiert werden muss, lassen sich komplexe Abläufe definieren, die mit einer geringen Anzahl zu übertragender Daten auskommen. Für das Übertragen der kompletten Ablaufdefinition wären insgesamt 3.584 Bit erforderlich, unter Verwendung des Regimes reduziert sich dies auf 64 Bit (ohne Kopfdefinition). Im Kopfbereich wird zusätzlich festgelegt, bis zu welcher Zeile das Regime abgearbeitet werden soll und wie oft die Messungen zu wiederholen sind.

Der typische Ablauf eines solchen Programms ist die schrittweise Veränderung der gegebenen Parameter in verschachtelten Schleifen. Den Ablauf von Programm 1 zeigt Abbildung 5.2. Die Werte für die analoge Eingangsspannung U , die digitalen Steuersignale der VCOs V und der Pfad P werden aus der festgelegten Zeile K der Konfiguration X entnommen. Die innerste Schleife stellt eine Pfadnummer zwischen dem Startwert $X[K,5]$ und Stoppwert $X[K,6]$ ein. Nach jeder Änderung der Konfiguration werden De-

5. Versuchsreihen zur Satellitenmission

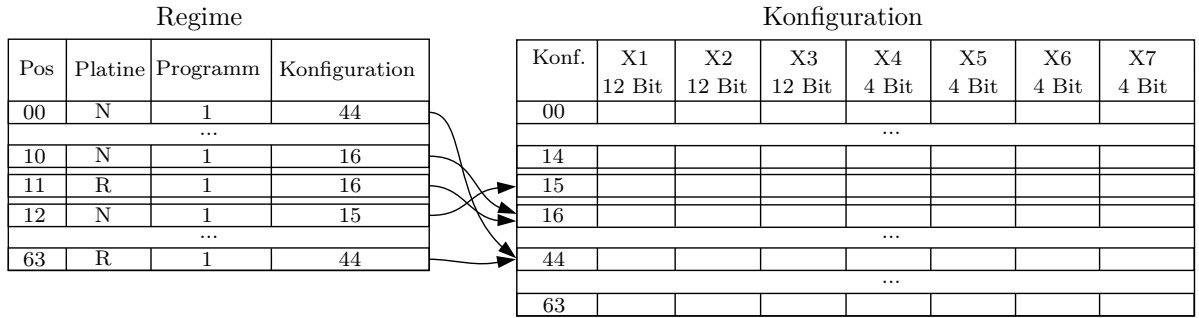


Abbildung 5.1.: Die Verifikation des Experiments erfolgt über die sequentielle Abarbeitung einer Liste von Messungen, die im Regime festgelegt werden. Jede Zeile des Regimes entspricht einem automatischen Parametersweep, dessen Parameter über Verweise auf den Konfigurationsbereich festgelegt werden.

tektorspannungen, Temperaturen, Statussignale etc. in der Funktion *Measure* erfasst und zusammen mit der genutzten Konfiguration abgespeichert. Für Programm 1 wird daher für eine aktuell eingestellte Konfiguration eine Messung für jeden Pfad (mit der passenden Einstellung der Diodentreiber) durchgeführt, bevor die Konfiguration wieder verändert wird. Dieser Ablauf wird für unterschiedliche Steuersignale der VCO wiederholt, die jeweils über einen Startwert, Stoppwert und eine Schrittweite bestimmt werden. In der äußeren Schleife werden für die so abzuarbeitenden Konfigurationen die analogen Eingangsspannungen variiert. Zusätzlich kann nach Einstellen der Konfiguration vor Durchführung der Messung über den Parameter $X[K,7]$ eine Verzögerung eingefügt werden. Die Zahl der sich so aus einer Zeile des Regimes ergebenden Messungen kann nach Gleichung 5.1 berechnet werden. Dabei werden die Ergebnisse der jeweiligen Quotienten ohne Rest berechnet, da $N_{Mess} \in \mathbb{N}$.

$$N_{Mess} = \frac{X[K,6] - X[K,5]}{1} \cdot \frac{16}{X[K,4]} \cdot \frac{X[K,3] - X[K,1]}{X[K,2]} \quad (5.1)$$

Ähnliche Abläufe werden für die anderen sieben Programme, mit unterschiedlicher Verknüpfung der Konfigurationsparameter, verwendet. Neben der Messung mit veränderlichen Konfigurationen können auch einzelne Pfade mit einer fixen Konfiguration wiederholt gemessen werden, um Effekte über Zeit, Temperatur etc. zu beobachten. Ergänzende Programmablaufpläne finden sich im Anhang (siehe Abb. B.6 - Abb. B.15).

5.1.2. Softwareentwicklung Experiment und Nutzlastversorgungssystem

Die Kontrolle des Experiments erfolgt in Abhängigkeit des Regimes und anhand vordefinierter Konfigurationen durch das Nutzlastversorgungssystem (NVS). Der Befehlssatz des FPGA auf den Experimentplatinen der Schaltmatrix beschränkt sich auf grundlegende Ausgabefunktionen zum Konfigurieren der Komponenten. Die Entwicklung einer experimentspezifischen Software der höheren Instanz war daher zusätzlich notwendig.

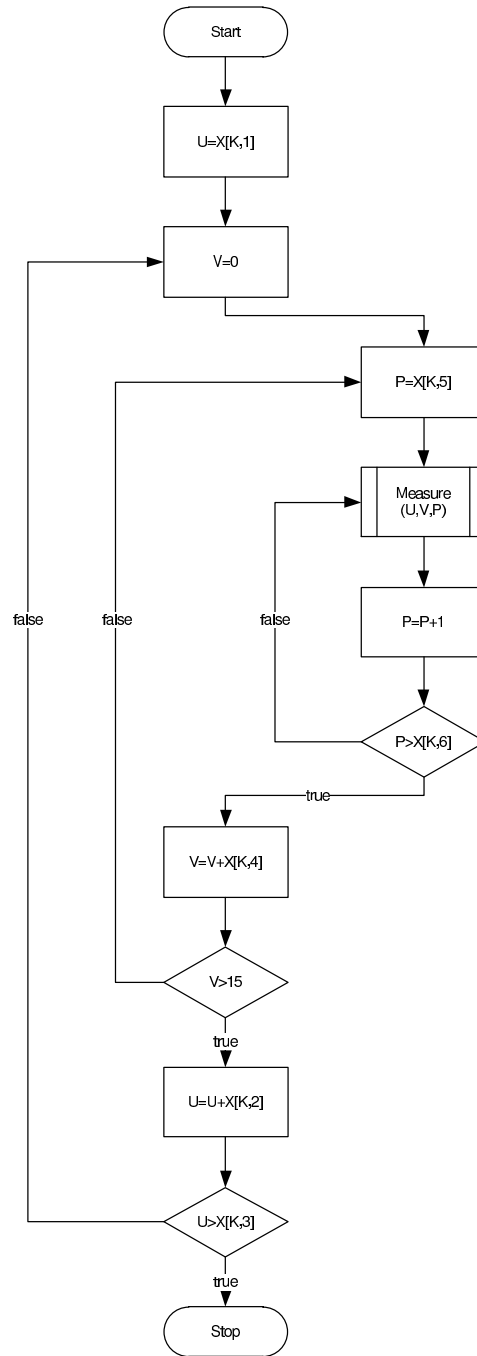


Abbildung 5.2.: Typischer Messablauf mit drei verschachtelten Schleifen, die für unterschiedliche Eingangsspannungen U , digitale Signale V und Pfade P Messwerte aufnehmen. Die Parameter des Messablaufs werden aus dem Verweis des Regimes auf die Konfiguration ermittelt.

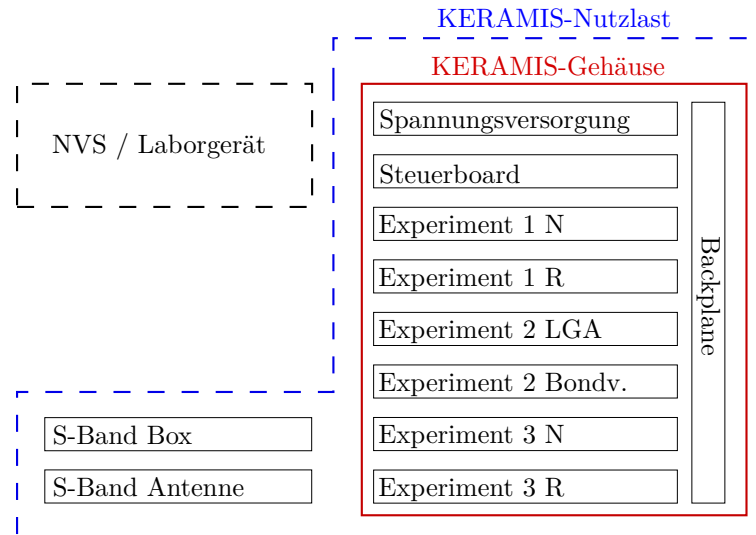


Abbildung 5.3.: Aufbau der KERAMIS-Nutzlast mit den beteiligten Experimentplatinen, die über eine Backplane mit der gemeinsamen Spannungsversorgung verbunden sind. Über das Steuerboard erfolgt die Kommunikation mit dem Nutzlastversorgungssystem.

Der Aufbau nach Abbildung 5.3 ermöglicht dabei die Verifikation der Funktionalität ohne DC/DC-Platine durch den Einsatz externer Spannungsquellen. Die Kommunikation mit einem Messrechner erfolgt über einen Schnittstellenwandler zwischen USB und RS-485. Sämtliche Abläufe und Konfigurationen wurden so in der Entwicklungsumgebung LabVIEWTM realisiert und ermöglichten ausführliche Tests der aufgebauten PFM- und PFM/FR4-Platinen unter Laborbedingungen. Die NVS-Software, die die Steuerung der Experimentplatinen während der Mission übernimmt, basiert auf der direkten Adaptation der hier entwickelten Programme. Eine ausführliche Beschreibung der verwendeten Befehle und die Bedeutung der Steuer- und Datenwörter findet sich in der kompletten Dokumentation zur KERAMIS-Nutzlast, dem *End-Item Data Package* (EIDP) [168]. Neben der Schaltmatrix, die als nominelle und redundante Experiment 1-Platinen in Abbildung 5.3 dargestellt sind, befinden sich die beiden Experimente der Partner. Die beiden Platinen des IMST bilden das Experiment 2 und adressieren unterschiedliche Kontaktierungsverfahren (LGA- und Bondverbindungen) zwischen keramischem Modul und Verdrahtungsträger. Als Demonstratoren kommen dabei Synthesizer, Schalter und Verstärker zum Einsatz [37]. Das Experiment 3 wurde von der Technischen Universität Hamburg-Harburg entwickelt und beinhaltet Komponenten eines Transponders, die auf zwei Platinen in unterschiedlicher Weise kombiniert wurden und so in verschiedenen Modi betrieben werden können. Dabei ist neben dem Betrieb ohne Sichtkontakt eine Konfiguration „Überflug“ vorgesehen, welche durch Verwendung einer separaten S-Band-Antenne eine direkte Übertragungsstrecke von der Bodenstation zum Satelliten (Uplink), die Signalumsetzung und eine Rückübertragung (Downlink) ermöglicht [133, 169]. Abgesehen von dem Betrieb des Überflugexperiments erfolgt die Kommunikation mit der KERAMIS-Nutzlast und die Übertragung der Messdaten für alle Experimente über die S-Band-Antenne des Satelliten. Für Testzwecke wurde eine Testumgebung

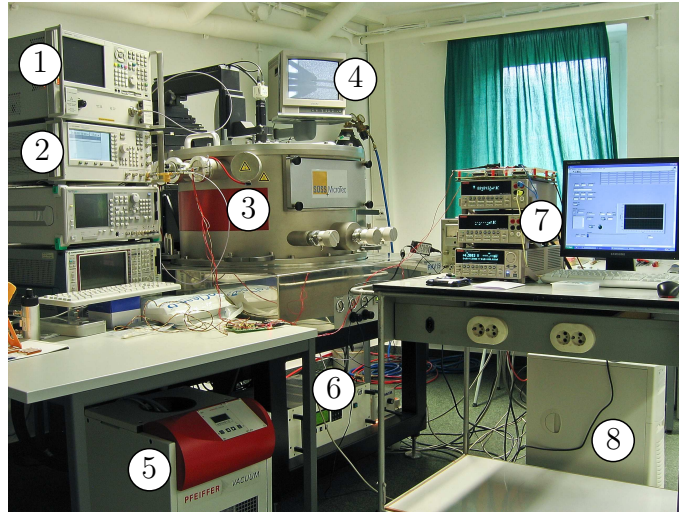


Abbildung 5.4.: Messaufbau für die Untersuchung der Temperatur-, Druck- und Versorgungsspannungsabhängigkeit der elektrischen Parameter der entwickelten LTCC-Module. Die verwendeten Messgeräte Netzwerkanalysator (1), Signalgenerator (2) und Spektrumanalysator (nicht im Bild) dienen der Charakterisierung und Versorgung der Module im evakuierbaren Waferprober (3). Über einen PC (8) werden Temperatur (6) und Druck (5) sowie die Versorgungsspannungen (7) eingestellt und gemessen. Der Monitor (4) zeigt die Kontaktierung einer koplanaren Leitung mit einer HF-Messspitze.

genutzt, die eine Verifikation und Optimierung der jeweiligen Nutzlast-Software ermöglichte. Dazu wurden externe Spannungsquellen (+24 V, +15 V, +5 V, -5 V und +3,3 V) angeschlossen und die Kommunikation über einen PC abgewickelt. Neben der Entwicklung der Software für die Kommunikation und Konfiguration der Experimente müssen die Eigenschaften der einzusetzenden keramischen Komponenten bekannt sein, um während der Auswertung der Messdaten Korrekturen vornehmen zu können.

5.1.3. Kalibriermessungen

Um Messdaten, die während der einjährigen Mission aufgenommen werden, von Einflüssen bekannter äußerer Faktoren bereinigen zu können, wurden ausführliche Charakterisierungen aller Module unter veränderlichen elektrischen Randbedingungen und Umweltbedingungen durchgeführt. Die daraus resultierenden Kurvenscharen erlauben eine Rückrechnung der realen Arbeitspunkte und eine Korrektur der Messwerte [170].

Damit während der Kalibriermessung die späteren Einsatzbedingungen möglichst gut nachgebildet werden, wurden die Messungen in einer evakuierbaren Waferprobermesskammer vorgenommen um thermische Konvektion zu unterbinden (siehe Abb. 5.4). Zusätzlich ermöglicht der eingesetzte automatisierte Messaufbau die Veränderung der Temperatur sowie der elektrischen Eingangs- und Ausgangsgrößen, um eine hohe Auflösung der Messkurven zu erreichen. Die Messdaten wurden für alle einzusetzenden LTCC-Mod-

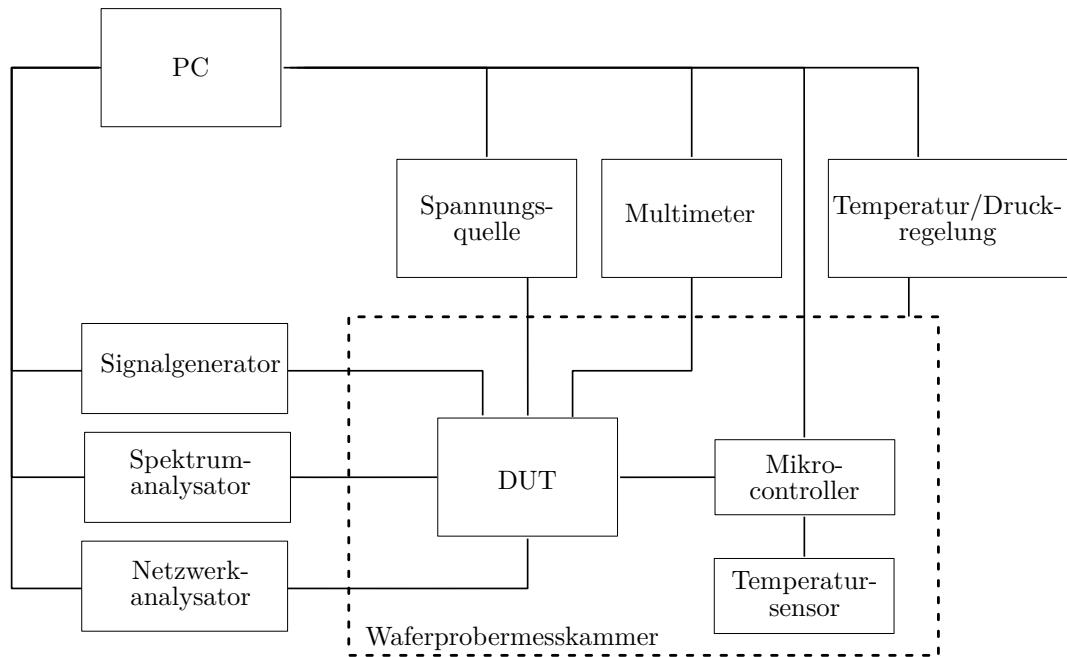


Abbildung 5.5.: Schematischer Aufbau der Kalibriermessumgebung. Der PC kontrolliert alle Messgeräte und verändert die Umweltbedingungen sowie Versorgungsspannungen. Je nach zu untersuchendem Objekt (DUT) werden verschiedene Messgeräte eingesetzt. Im evakuierten Waferprober wird die Temperatur verändert und alle Messabläufe werden von einem LabVIEW-Programm gesteuert und Messdaten aufgezeichnet.

dule aufgezeichnet. Aufgrund der Kontaktierung mit HF-Messspitzen musste zum Wechsel des Prüflings jeweils die Kammer geöffnet und anschließend erneut evakuiert werden. Abbildung 5.5 verdeutlicht in Ergänzung von Darstellung 5.4 die schematischen Zusammenhänge. Der Computer (Abb. 5.4 Nr. 8) dient als zentrales Steuerelement und kontrolliert über ein Labview-Programm die Umweltbedingungen Temperatur und Druck (Abb. 5.4 Nr. 5, 6) innerhalb des evakuierbaren Waferprobers. Für die verschiedenen LTCC-Module wurden unterschiedliche Messaufbauten realisiert, wobei die Messgeräte (Abb. 5.4 Nr. 1-4,7) wieder vom PC kontrolliert wurden. Dadurch konnten, neben der Veränderung der Betriebstemperatur, unterschiedliche Randbedingungen in Form veränderlicher Versorgungsspannungen, HF-Eingangsfrequenzen und -pegel, Ströme und Spannungen eingestellt werden.

Zur Untersuchung der Schaltmatrix wird ein Netzwerkanalysator verwendet, der als Zweitormessgerät das Übertragungsverhalten S_{ij} eines Pfads der Schaltmatrix sowie die Anpassung S_{ii} , S_{jj} (siehe Abb. 5.6) charakterisieren kann. Der Ablauf ist aufwendig, da für jeden Pfad ein manuelles Umsetzen der Messspitzen erforderlich ist. Für jeden Pfad werden Daten in Form von Touchstone®-Dateien gespeichert, die bei unterschiedlichen Temperaturen erfasst wurden.

Bei der Charakterisierung der Detektoren wird ein HF-Signal von einem Signalgenerator in die Kammer geführt. Der Computer steuert dabei die Ausgangsfrequenz und den

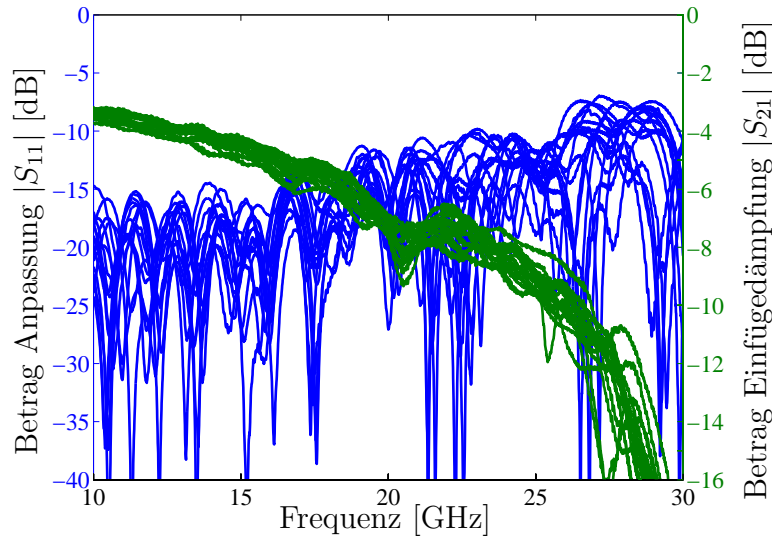


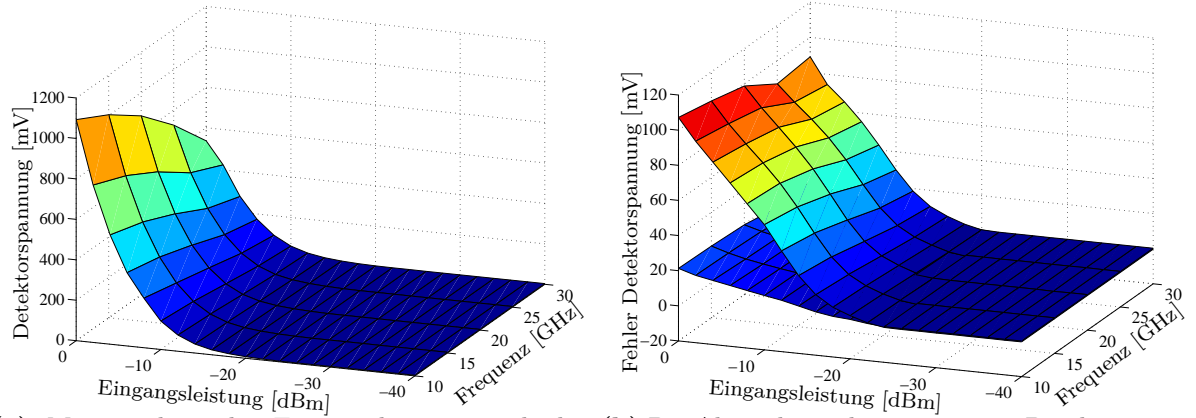
Abbildung 5.6.: Die S -Parameter der Schaltmatrix für alle Pfade zeigen eine geringe Variation zwischen den Pfaden und eine gute Anpassung über das Ka-Band (Downlink).

-pegel des Generators, die Versorgungsspannung des Detektors sowie Druck und Temperatur der Waferproberkammer. Die Detektorspannung wird mit einem Multimeter erfasst und zusammen mit den Eingangsgrößen sowie den Umweltparametern in einer Messdatei abgelegt.

Die Detektorspannung als Funktion der Eingangsleistung und -frequenz ist in Abbildung 5.7a dargestellt. Die Messung wurde über einen Temperaturbereich von -20°C bis $+22^{\circ}\text{C}$ wiederholt und ermöglicht bei bekannter Temperatur die Verwendung der zugehörigen Kurven und daher die Ermittlung der temperaturabhängigen HF-Eingangsleistungen aus den Detektorspannungen bei bekannter Frequenz. Aufgrund der Temperaturänderung ergeben sich Spannungsänderungen (z.B. am Detektor), die ohne Korrektur eine Auswertung erschweren (siehe Abb. 5.7b). Der Maximalwert dieser Änderung ($\Delta T=10\text{ K}$) beträgt 107 mV bei einer Detektorspannung von $1,1\text{ V}$ und entspricht einem Fehler von 10% . Nach der Korrektur hängt dieser von der verwendeten Rasterung der Temperatur ab. Er liegt für alle Messwerte unter 2% und nimmt für höhere Frequenzen ab. Durch die Verwendung zusätzlicher Messpunkte konnte der verbleibende Fehler auf Werte $\leq 1\%$ reduziert werden.

Für die Untersuchung der VCO-Module wurden Versorgungsspannung, analoge und digitale Steuereingänge, wie zuvor beim Detektormodul, zusammen mit der Temperatur und dem Druck der Kammer verändert. Das Ausgangssignal der VCO-Module wurde mit einem Spektrumanalysator erfasst und die Ausgangspegel und -frequenzen gespeichert. Die analogen Eingänge werden von einer gesteuerten Spannungsquelle, die digitalen von einem Mikrocontroller bereitgestellt. Abbildung 5.8 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz von der analogen Steuerspannung für die beiden Oszillatoren. Dabei liegt der nutzbare Frequenzbereich des Hittite-VCO von $22,53\text{--}25,32\text{ GHz}$, während der IHP-VCO von $17,2\text{--}19,1\text{ GHz}$ funktioniert (dargestellt ist der Bereich von $18,93\text{--}19,1\text{ GHz}$). Für die Bestimmung des Verhaltens bei Steuergrößen, die nicht in Referenzmessungen abgedeckt

5. Versuchsreihen zur Satellitenmission



(a) Mit zunehmender Eingangsleistung und abnehmender Signalfrequenz steigt die Detektorspannung.

(b) Die Abweichung der gemessenen Detektorspannung vom erwarteten Wert durch Temperaturänderung.

Abbildung 5.7.: Abhängigkeit der Detektorspannung von der HF-Eingangsleistung und der Eingangsfrequenz (linke Darstellung). Der Einfluss einer Temperaturänderung von 10 K (rechte Darstellung) ergibt einen Fehlerwert $\leq 10\%$ (siehe obere Fläche). Durch die Verwendung einer Korrektur, die auf Messwerten benachbarter Temperaturen beruht, kann eine Verbesserung erreicht werden (untere Fläche, Fehler $\leq 2\%$).

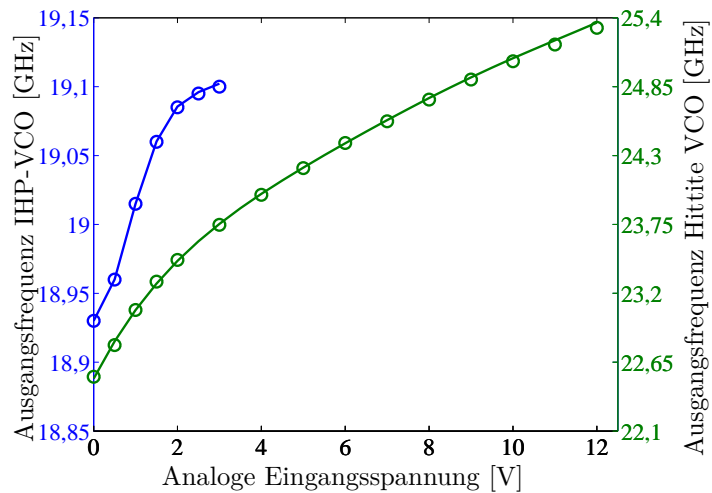


Abbildung 5.8.: Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz der verwendeten VCOs von der analogen Steuerspannung. Messwerte sind mit Kreisen gekennzeichnet, die kontinuierliche Linie basiert auf einem Polynom fünften Grades. Der Kurvenverlauf des IHP-VCO ist für den digitalen Eingangswert null aufgenommen.

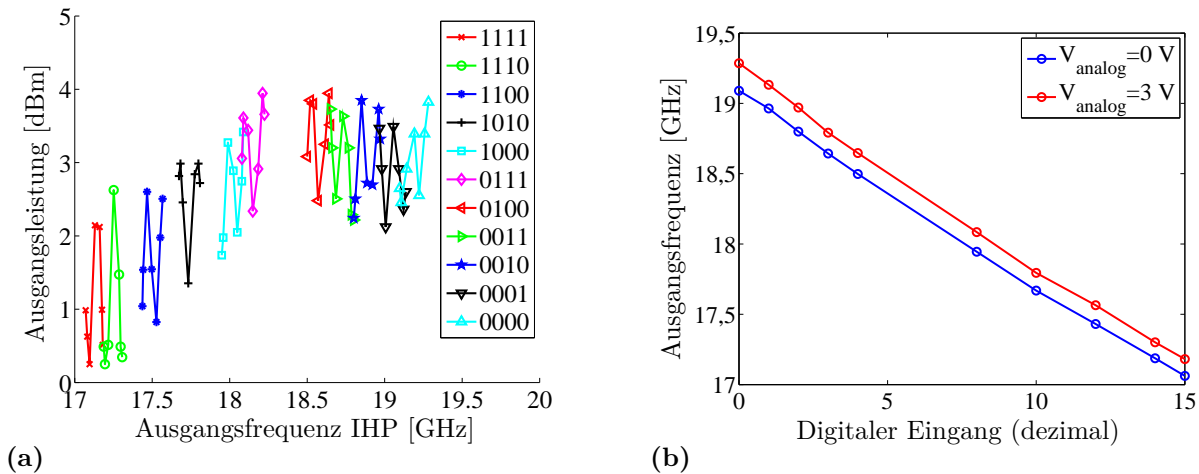


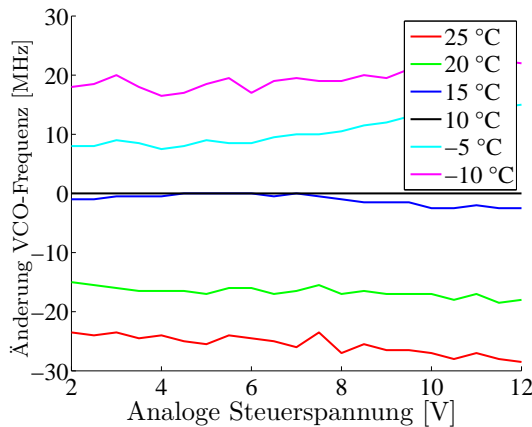
Abbildung 5.9.: Abhängigkeit der Ausgangsleistung und Ausgangsfrequenz des IHP-VCO vom digitalen Eingang und der analogen Steuerspannung zwischen 0 und 3 V mit einer Schrittweite von 0,5 V (linke Darstellung). Darstellung der Beziehung zwischen Ausgangsfrequenz und digitalem Eingang für zwei analoge Steuerspannungen.

wurden, wird ein Polynom fünften Grades verwendet. Die Ausgangsleistung des Hittite-Oszillators beträgt jeweils +12 dBm.

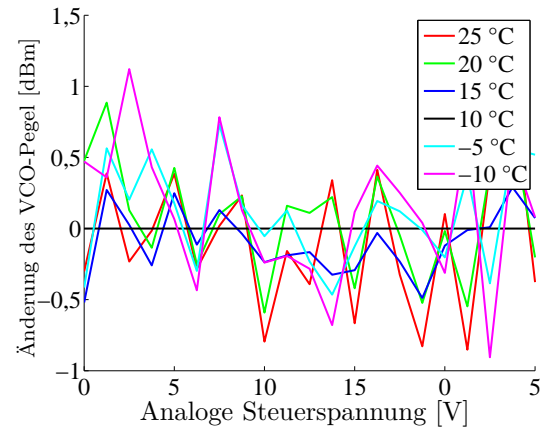
Der Einfluss des digitalen Eingangs auf die Ausgangsfrequenz und -leistung des IHP-VCOs ist in Abbildung 5.9 dargestellt. Die Ausgangsleistung nimmt dabei Werte zwischen 1 dBm bei 17,2 GHz und 4 dBm bei 18,3 GHz an. Die Abhängigkeit von der analogen Steuerspannung zeigt Abbildung 5.9 b). Sie besteht in einer Verschiebung der Ausgangsfrequenz, die spannungsproportional, aber unabhängig vom digitalen Eingang ist.

In Abbildung 5.10a und 5.10b ist der Einfluss der Temperatur auf das bisher betrachtete Verhalten des Hittite-VCO dargestellt und ermöglicht die Korrektur dieser Veränderung auch bei Zwischenwerten der Temperatur. Dabei ist nur die absolute Frequenzänderung aufgetragen, die zwischen den beiden Temperaturgrenzen Werte von 40,5 MHz annimmt. Je nach gewählter Referenztemperatur fallen die Änderungen ohne Korrektur noch geringer aus, und wirken sich aufgrund der flachen Detektorkurve nicht aus. Der Vollständigkeit halber kann anhand einer linearen Näherung eine Korrektur erfolgen.

Bei der Kontaktierung keramischer Module unter normalen Umgebungsbedingungen werden die benötigten Steuerspannungen über Nadeln zugeführt und die HF-Anschlüsse mit koplanaren Tastspitzen an die Messtechnik angebunden (siehe auch Abbildung B.5). Alternativen bestehen in der Verwendung einer angepassten Trägerplatine, der Fixierung mit Klebstoff und der Kontaktierung mit Bonddrähten. Für die Untersuchung der modulspezifischen Eigenschaften von Komponenten, die anschließend in die Nutzlast integriert werden sollen, eignet sich dieser Ansatz nicht. Die allgemeinen Untersuchungen wurden für alle Module bei Raumtemperatur und über Temperaturwechsel unter Vakuum bei einer Vielzahl von Randbedingungen wiederholt. Basierend auf den so gewonnenen Korrekturdaten kann eine Auswertung der Messdaten erfolgen.



(a) Änderung der Ausgangsfrequenz des Hittite-VCO bei unterschiedlichen Temperaturen bezogen auf das Referenzverhalten bei vorgegebenen Steuerspannungen.



(b) Änderung des Ausgangspegels des Hittite-VCO bei unterschiedlichen Temperaturen und Steuerspannungen in Relation zur Referenzmessung.

Abbildung 5.10.: Temperatureinfluss auf die Ausgangsfrequenz und den Ausgangspegel des Hittite-VCO für einen typischen Bereich von -10 bis 25°C , wobei jeweils die Messung bei 10°C als Referenz diente.

5.2. Verifikation der Raumfahrttauglichkeit anhand der OOV-Messdaten

Der Start des Technologieerprobungsträgers-1 (TET-1, Spacetrack-Nr. 38710) erfolgte am 22.07.2012 (siehe Abb. 5.11) und mit ihm begann die vorerst auf ein Jahr begrenzte Mission zur Verifikation der KERAMIS-Technologie im Weltall im Rahmen der OOV-Mission [171, 172].

Nach dem Einschalten des Experiments wird jeweils ein Initialisierungstest für beide Platinen durchgeführt. Dazu werden die Multiplexer auf die jeweilige Referenzspannungsquelle mit einer Ausgangsspannung von 2,048 V geschaltet. Liefert der ADC einen gültigen Wert, war die Kommunikation mit dem Experiment erfolgreich und die Messung beginnt mit der Abarbeitung der Regimes. Das dabei entstehende Messprotokoll bildet die Grundlage aller weiteren Untersuchungen.

5.2.1. Extraktion der Nutzdaten / Aufbereiten der Daten

Nach einer Aufbereitung der empfangenen Rohdaten durch das DLR werden diese in Form einzelner Dateien den Nutzlastbeistellern zur Verfügung gestellt. Die umfangreichen Daten enthalten eine Vielzahl an Messkonfigurationen über die jeweiligen aktiven Zeitfenster des relevanten Nutzlastbetriebs.

Die Messdaten des Schaltmatrix-Experiments wie Detektorspannungen, Referenzwerte, Temperaturen und Housekeeping-Informationen lassen sich nur vergleichen, wenn diese bei gleichen oder ähnlichen Konfigurationen aufgenommen wurden. Die Betriebstempe-



Abbildung 5.11.: Start der Sojus-Trägerrakete mit einer Fregat-Oberstufe vom Welt-raumbahnhof Baikonur. Fünf Satelliten wurden so auf ihre jeweiligen Umlaufbahnen transportiert. An Bord befindet sich das Schaltmatrixexperiment als Teil der KERAMIS-Nutzlast im TET-1 Satelliten.

raturen zum Zeitpunkt des Einschaltens sind unterschiedlich und ändern sich durch die experimenteigene Verlustleistung über der Zeit, so dass zusätzlich eine Kompensation der bekannten Einflüsse erfolgen muss. Dazu wurde ein Matlab-Programm entwickelt, welches das Einlesen, die Organisation, Filterung und Korrektur der Daten erlaubt.

Die gewählte Datenstruktur ermöglicht die Zusammenführung unterschiedlicher Datenquellen (siehe Abb. 5.12). Jede OOV-Datei (BIN-Datei) wird dabei als separater Datensatz (Datensatz A in Abb.5.12) behandelt, der aus mehreren Messabläufen (Messablauf B) besteht. Diese enthalten die Daten, die bei der Abarbeitung eines der vordefinierten Messprogramme gemäß zugeordneter Konfiguration entstehen (siehe Abschnitt 5.1.2). Die Parametervariation wird dabei unter der aktuell herrschenden Umweltbedingung vorgenommen. Für jeden Messpunkt (Elemente des Felds Messung C) werden die zugrunde liegende Konfiguration, die analogen Spannungen, Temperaturen, Housekeeping-Daten und Zeitstempel abgelegt. Während der Auswertung werden weitere Felder hinzugefügt, die auf der Korrektur des Temperaturgangs sowie der Rückrechnung der HF-Eigenschaften basieren. Zusätzlich werden externe Quellen angebunden, um beispielsweise die jeweilige Position des Satelliten, Statusinformationen der Datenübertragung (XML-Dateien, etc.) zuordnen zu können.

Über die bisherige Missionsdauer (bis zum 1. Mai 2013) wurden 1.288 Messabläufe absolviert. Diese enthalten im Normalbetrieb typischerweise 96 einzelne Messungen, bei regelmäßig durchgeführten Langzeitmessungen etwa 4.100 Einzelmessungen. Insgesamt stehen aktuell 131.893 Messpunkte zur Verfügung. Dabei wurden 91 Messkampagnen über die Bodenstation in Neustrelitz und 12 über die Bodenstation Weilheim übertragen. Die Aufbereitung und Auswertung dieser Informationen steht im Fokus des entwickelten Matlab-Programms, dessen Oberfläche in Abbildung 5.13 dargestellt ist.

5. Versuchsreihen zur Satellitenmission

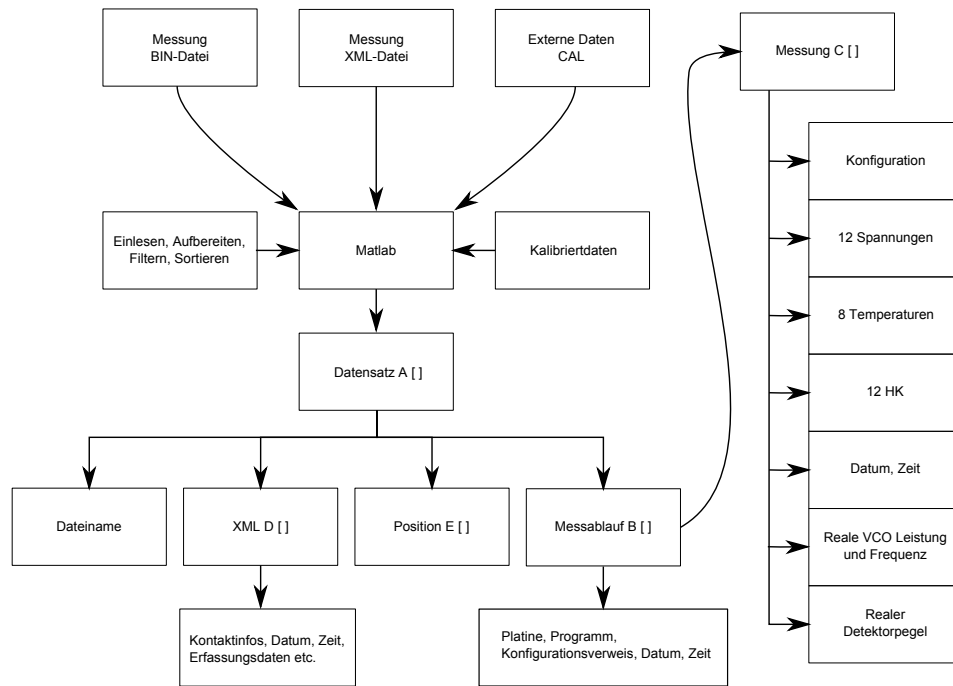


Abbildung 5.12.: Organisation der Messdaten beginnend mit dem Einlesen der Messdatei und zusätzlichen Quellen, das anschließende Erzeugen einer Datenstruktur A, die in einer hierarchischen Struktur sämtliche Kenngrößen ablegt und um abgeleitete Messdaten wie reale Pegel und Frequenzen ergänzt, die sich aus der Korrektur der Messdaten ergeben.

5.2.2. Rückrechnung der Einfügedämpfung und Test auf Degradation

Abbildung 5.14a zeigt die Temperaturabhängigkeit einer Detektorspannung für eine Konfiguration. Die Auswahl des zugehörigen Temperatursensors erfolgt anhand der räumlichen Nähe zum Detektor und weist eine deutlich größere Varianz auf, wenn ein entfernter Sensor zum Einsatz kommt. Aufgrund der Abhängigkeit von der Konfiguration und der Lage werden für alle auftretenden Kombinationen lineare Funktionen bestimmt, die für die Korrektur der jeweiligen Messwerte herangezogen werden.

Die zeitliche Abhängigkeit einer Detektorspannung in Abbildung 5.14b dargestellt. Nach der Korrektur des Temperaturgangs reduziert sich die Variation von 22 mV auf 2 mV und damit die Standardabweichung von 4,7 mV auf 0,5 mV ohne eine zeitliche Abhängigkeit aufzuweisen. Anhand der betrachteten Detektorspannungen kann die Aussage abgeleitet werden, dass sich durch die zeitinvarianten Messwerte der jeweiligen Konfigurationen keine Beeinflussungen der elektrischen Eigenschaften der Module ergaben.

Das Verhältnis zwischen der am Ausgang der Schaltmatrix erfassten HF-Leistung und der eingespeisten Leistung ermöglicht die Abschätzung der skalaren Einfügedämpfung. Dazu wurden die jeweiligen HF-Eigenschaften der VCO-Module und Detektoren zurückgerechnet und von Temperatureinflüssen bereinigt. Die Darstellung 5.15 zeigt diese

5.2. Verifikation der Raumfahrttauglichkeit anhand der OOV-Messdaten

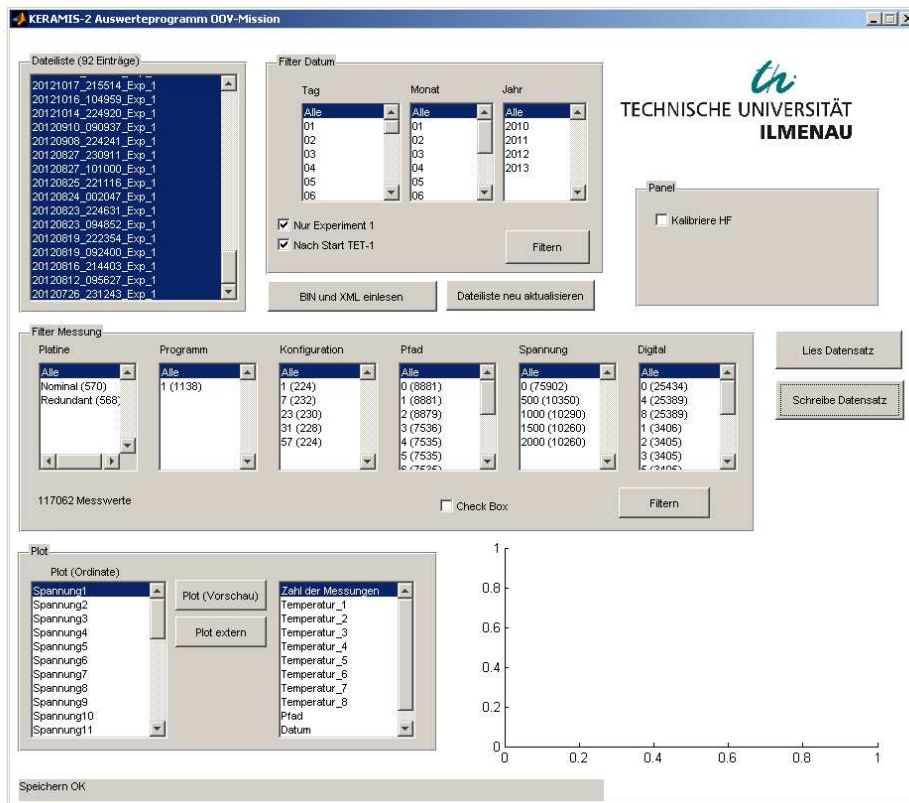


Abbildung 5.13.: Grafische Oberfläche des Matlabprogramms zur Filterung und Aufbereitung der erfassten OOV-Daten des Schaltmatrixexperiments.

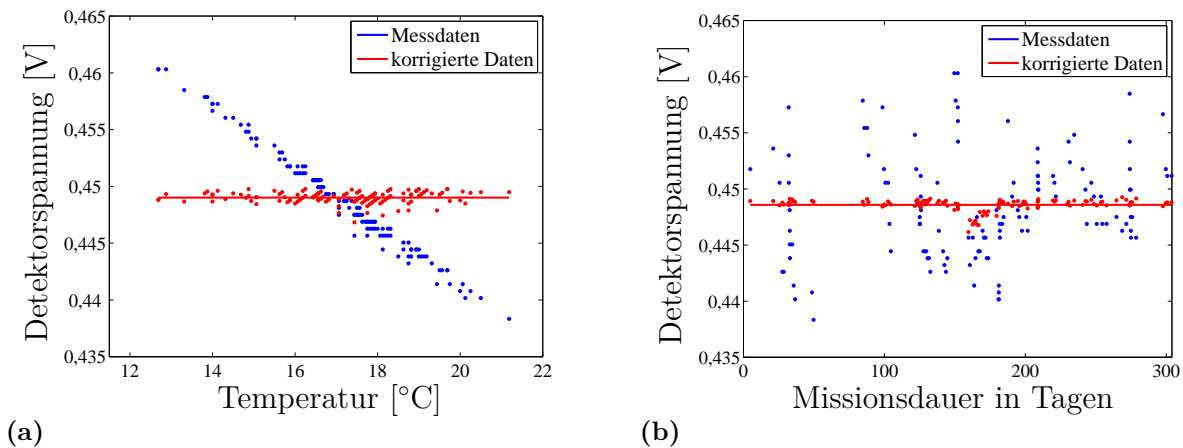


Abbildung 5.14.: Einfluss der Temperatur auf eine ausgewählte Detektorspannung (blaue Messpunkte, linke Abbildung). Aufgrund der linearen Abhängigkeit kann eine einfache Korrekturfunktion verwendet werden, um diesen Effekt weitestgehend zu eliminieren. Die korrigierten Daten (rote Messpunkte, linke Abbildung) weisen keine ausgeprägte Abhängigkeit von der Temperatur mehr auf. Durch Korrektur dieses Einflusses reduziert sich die Variation der Messgröße auch über die Missionsdauer (rechte Abbildung).

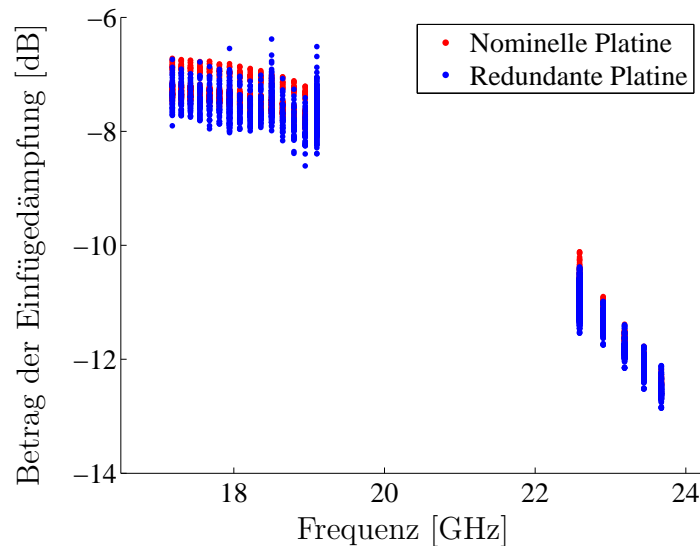


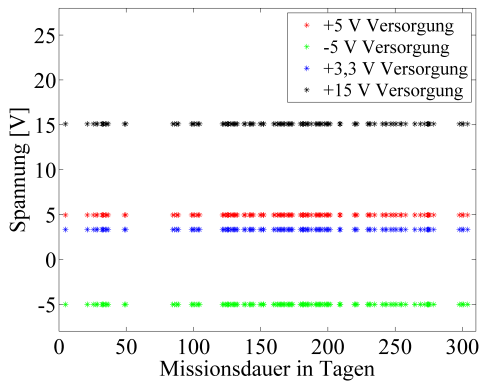
Abbildung 5.15.: Temperaturkompensierter Betrag der Einfügedämpfung für die beiden Experimentplatinen und über die beiden, durch die VCO-Module vorgegebenen, Frequenzbereiche. Die Variation der Einfügedämpfung für die jeweiligen Frequenzpunkte resultiert aus den verschiedenen charakterisierten Pfaden.

Einfügedämpfung für die betrachteten Frequenzpunkte über die gesamte Missionsdauer [173]. Der Betrag der Einfügedämpfung nimmt mit zunehmender Frequenz zu und deckt sich bzgl. der Werte wie auch der Frequenzabhängigkeit mit der Erwartungshaltung. Dabei werden mittlere Werte von -7,35 dB bei 17,2 GHz und -12,52 dB bei 23,6 GHz erreicht.

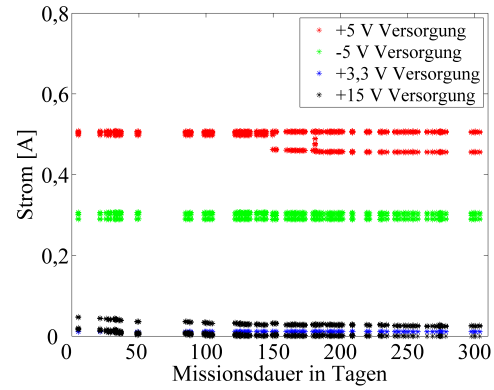
Der Verlauf der Versorgungsspannungen und -ströme ist in Abbildung 5.16 dargestellt. Die Werte der Stromversorgung für die Versorgungsspannungen +5 V und +15 V weisen eine Änderung von 18,9 mA bzw. 6 mA nach 150 Tagen Missionsbetrieb auf, was für beide Platinen zeitgleich und unabhängig von der eingestellten Konfiguration auftrat (siehe Abb. 5.16b, 5.16d). Die Änderung kann daher keine Ursache auf der Experimentseite haben und deren Ursprung wird aktuell noch nachgegangen. Zusätzlich zeigt sich ein leichte Beeinflussung der Detektorspannung zur gleichen Zeit (siehe Abb. 5.14b), was sich wieder normalisierte.

Bei allen bisherigen Analysen konnte eine fehlerfreie Funktion der Komponenten ohne Degradationen der HF-Eigenschaften festgestellt werden. Die optimierte KERAMIS-Technologie beweist dadurch die geforderte Raumfahrttauglichkeit für LEO-Orbits und kann bereits auf 300 Tage erfolgreichen Missionsbetrieb zurückblicken. Nach Abschluss der einjährigen Missionsdauer ergibt sich daher ein TRL-Wert von 9. Aufbauend auf diesen Ergebnissen wird aktuell die Übertragbarkeit der Technologie auf kommerzielle geostationäre Kommunikationssatelliten untersucht.

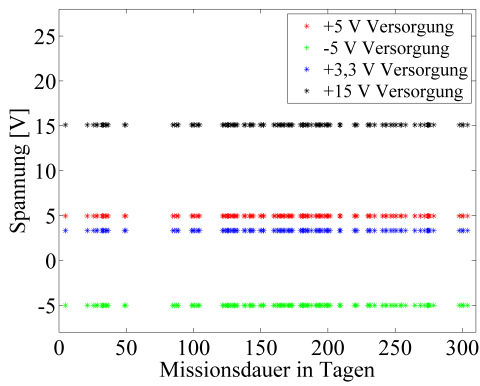
5.2. Verifikation der Raumfahrttauglichkeit anhand der OOV-Messdaten



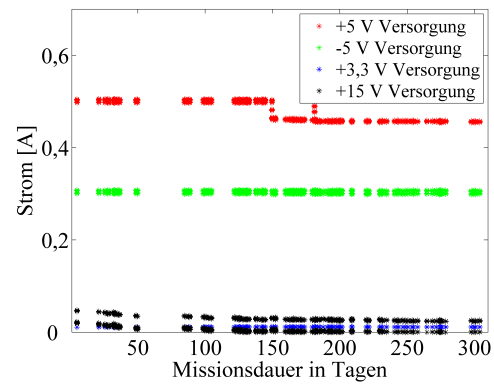
(a) Versorgungsspannung beim Betrieb der nominellen Platine



(b) Ströme der Versorgungsspannungen beim Betrieb der nominellen Platine



(c) Versorgungsspannung beim Betrieb der redundanten Platine



(d) Ströme der Versorgungsspannungen beim Betrieb der redundanten Platine

Abbildung 5.16.: Verlauf der Versorgungsspannungen und deren Ströme bei Betrieb des Experiments 1 der KERAMIS-Nutzlast für die beiden Platinen über der bisherigen Missionsdauer.

6. Komplexe Schaltmatrixsysteme und Ausblick

6.1. Modulare Verwendung der 4×4 -Schaltmatrix

Die Ergebnisse der mechanischen Untersuchung ergaben, dass mit zunehmenden lateralen Abmessungen der keramischen Module deren Zuverlässigkeit abnimmt, es zur Rissbildung kommen kann und damit Funktionsausfälle hervorgerufen werden können. Dies verhindert die Skalierung des Ansatzes für eine große Anzahl von Ein- und Ausgängen ohne die grundlegenden Schalterbausteine zu ersetzen. Zusätzlich kann ein solches komplexes System nicht flexibel an unterschiedliche Anforderungen angepasst werden. Dies kann vorteilhaft durch die modulare Verwendung des vorgestellten 4×4 Moduls erreicht werden. Dadurch können die jeweils grundlegenden Funktionen mit überschaubarem Umfang realisiert werden. Auf die Möglichkeiten einer solchen Kombination von Grundmodulen wird in den folgenden Abschnitten eingegangen. Exemplarisch werden dazu zwei Systeme beschrieben und die Auswirkungen auf die Anzahl der benötigten Schalter, Ausfalleigenschaften und deren HF-Eigenschaften erläutert.

6.1.1. Vergleich verschiedener allgemeiner Topologien

Generell gibt es verschiedene Möglichkeiten, um Schalter miteinander zu verbinden und so eine größere Anzahl von Ein- und Ausgängen untereinander verbinden zu können [174]. Dazu werden häufig verwendete Topologien vorgestellt, die sich bei der Entwicklung von Telefonvermittlungen etabliert haben. Dadurch sind diese nicht direkt für die Verteilung von Signalen im Mikrowellenfrequenzbereich geeignet, da dabei vor allem die Parameter Signallaufzeiten, Isolation benachbarter Leitungen und Einfügedämpfung stark von der Umsetzung solcher Ansätze abhängen. Kritisch wirken sich neben diesen Eigenschaften vor allem das benötigte Volumen und die damit verbundene Masse aus, welche beide für Satelliten einen deutlich höheren Stellenwert aufweisen.

Es wird grundsätzlich zwischen blockierenden und nicht-blockierenden Systemen unterschieden. Wenn in einem System mindestens ein Ein- und Ausgang ungenutzt ist und diese Verbindung unter Beibehaltung aller bestehenden Verbindungen realisiert werden kann, spricht man von einem nicht-blockierendem System. Existiert für die neue Verbindung generell eine Lösung, aber müssen dazu die bestehenden Verbindungen umverlegt werden, so spricht man von blockierendem Verhalten. Zusätzlich kann durch den Einsatz geeigneter Algorithmen sichergestellt werden, dass kritische Konfigurationen vermieden werden, indem die Verteilung von Signalen die jeweilige Verbindungstopologie

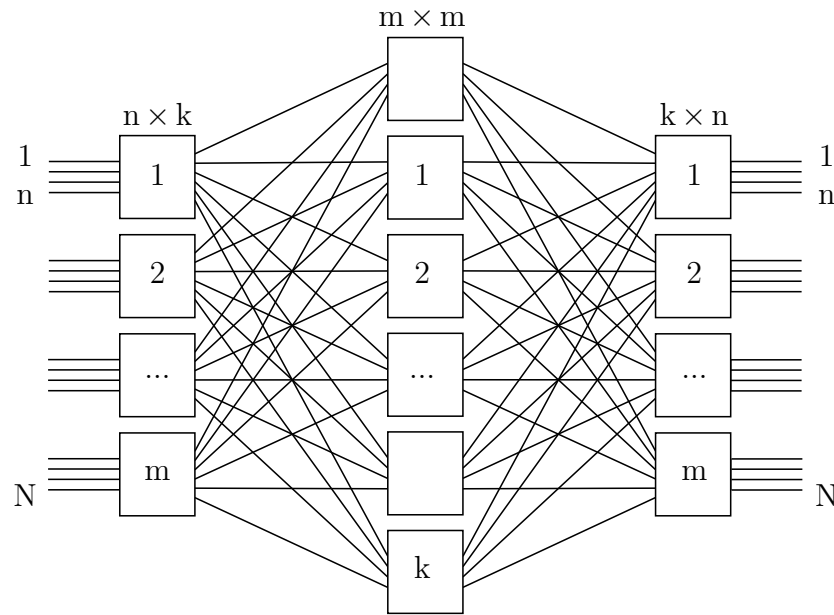


Abbildung 6.1.: Die Kombination von drei Stufen eines Clos-Netzwerks ermöglicht bei ausreichend großer Anzahl von Elementen in der mittleren Ebene eine nicht-blockierende Topologie. Die N Eingangsgrößen werden über k -Zwischenstufen auf N Ausgänge übertragen, so dass neue Verbindungen während des Betriebs ohne Beeinträchtigung bestehender Verbindungen zugeordnet werden können.

berücksichtigt. Auf typische Strukturen wird kurz eingegangen, um darauf aufbauend die Verwendung des beschriebenen 4×4 Schaltmatrixmoduls in komplexeren Systemen vorgestellt.

Clos-Netzwerk

Bei einem Clos-Netzwerk (siehe Abb. 6.1) wird jeder Eingang auf m Schalter der Komplexität $n \times k$ geführt, die mit jedem Schaltelement der mittleren (vertikalen) Ebene verbunden sind [175]. Diese besitzen jeweils genau eine weitere Verbindung zu den Ausgangsschaltern. Dadurch kann jedes Signal zu jedem Ausgang übertragen werden. Unter Verwendung verschieden komplexer Schaltelemente können nicht-blockierende Aufbauten realisiert werden. Die dazu notwendige Anzahl von Zwischenstufen ergibt sich bei dreistufigen Topologien anhand Formel 6.1.

$$k \geq 2 \cdot n - 1 \quad (6.1)$$

Für eine 4×4 Schaltmatrix und ein Modul mit zwei Eingängen folgt daher die Forderung nach vier 2×3 und drei 2×2 Modulen.

Genügt für die Anwendung ein nicht-blockierendes Verhalten mit der Option bestehende Verbindungen ändern zu können, reicht ein Wert $k \geq n$. Für das gewählte Beispiel reduziert sich dabei die Anforderung auf sechs 2×2 Module. Dies begünstigt den Entwurfsprozess, da nur noch ein Modultyp benötigt wird. Ansätze, bei denen schrittweise

N	$s=1$	$s=3$	$s=5$	$s=7$	$s=9$
4	16	36	54	71	88
9	81	135	187	243	301
16	256	336	441	564	700
36	1.296	1.188	1.431	1.795	2.224
100	10.000	5.700	6.092	7.387	9.121
500	250.000	65.582	56.685	64.165	78.059
1000	1.000.000	186.737	146.300	159.905	192.571

Tabelle 6.1.: Zahl von SPST-Schaltern, die an den Leitungskreuzungen von Clos-Netzwerken eingesetzt werden müssen, um ein nicht-blockierendes Schaltverhalten zu ermöglichen. Die Zahl der Abschnitte s muss in Abhängigkeit von der Zahl der Eingänge N gewählt werden, um eine geringe Zahl von Schaltern zu erzielen (jeweils mit $n = \sqrt{N}$).

sowie über mehrere Zwischenstufen eine Aufteilung der Signalpfade über solche 2×2 Elemente erfolgt, werden Beneš-Netzwerke genannt. Diese stellen damit einen Sonderfall der Clos-Netzwerke dar (siehe auch Abschnitt 6.1.1).

Bei Clos-Netzwerken wird von einem nicht-blockierendem Schaltverhalten ausgegangen. Die Anzahl der benötigten Schalter hängt dabei von der Zahl der Ein- und Ausgänge N sowie der Zahl der nacheinander zu durchlaufenden Abschnitte s ab. Generell ist die Verwendung einer größeren Anzahl von Abschnitten erst bei einer sehr großen Anzahl von Eingängen sinnvoll, die Werte der Tabelle 6.1 verdeutlichen diesen Zusammenhang. Bis $N=36$ ist der Einsatz eines quadratischen Elements sinnvoll, da dabei die kleinste Anzahl an Schaltern benötigt wird. Ab $N=36$ ist ein dreistufiger Ansatz besser geeignet als der einstufige quadratische Ansatz. Mit zunehmender Zahl der Eingänge werden die Ansätze mit mehreren Abschnitten sinnvoller. Die Grenzen, ab der ein Aufbau mit größerer Anzahl von Abschnitten eine geringere Schalteranzahl erfordert, ergeben sich durch Gleichsetzen der Polynome aus [175]. Die Grenzen ergeben sich dabei zu $N=30$, 169, 4.779 und 724.939 für die Nutzung von 3, 5, 7 sowie 9 Stufen.

Dabei bleibt unberücksichtigt, ob sich diese Elemente aufbauen und innerhalb sinnvoller Betriebsparameter nutzen lassen. Gerade die Nutzung solch komplexer Strukturen für hochfrequente Signale wird dadurch relativiert, dass Anforderungen bezüglich maximaler Einfügedämpfung, Isolation, Verlustleistung, Rauschen und der notwendigen Abmessung und Kosten erfüllt werden müssen. Eine sinnvolle Grenze ist beispielsweise 16×16 , da die Zahl der Ausgänge entweder der Zahl nutzbarer Antennen oder Verstärkern etc. entsprechen muss, so dass für Satellitensysteme von einer deutlich geringeren Komplexität ausgegangen werden muss.

Wird ein Ansatz mit Kopplern gewählt, der eine direkte Verbindung zwischen jedem Schnittpunkt eines Zeilen- und Spaltenrasters als direkte Verbindung zwischen den Ein- und Ausgängen ermöglicht, wird von einem Crossbar-Typ gesprochen. Ein Beispiel für ein solches System findet sich in einer 4×4 Konfiguration in [176] und wurde auch

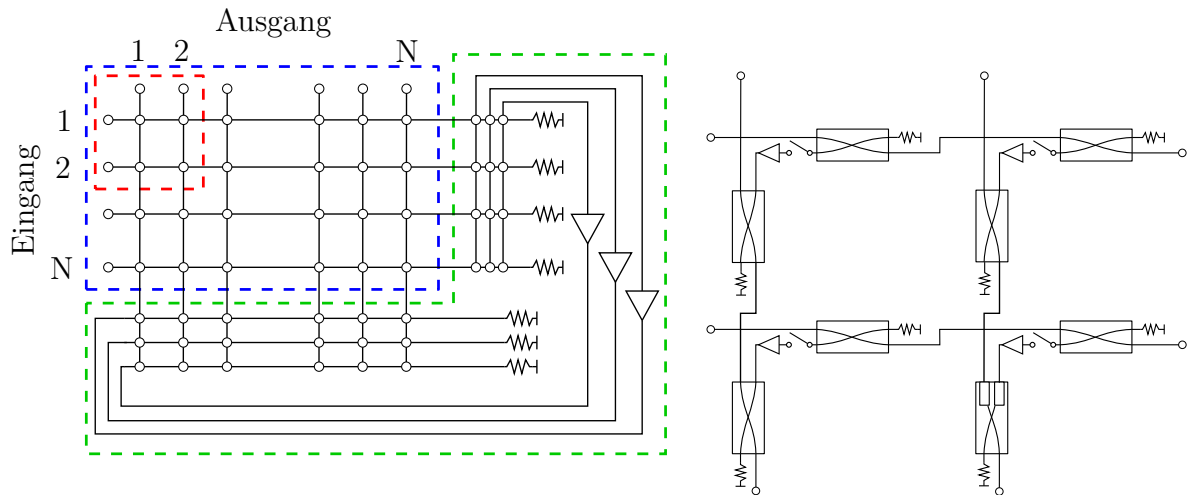


Abbildung 6.2.: Aufbau eines Crossbar-Schalters mit dem nominal rekonfigurierbaren Schaltbereich (blau umrandeter Bereich). Jeder der Kreuzungspunkte enthält zwei Koppler sowie jeweils einen Verstärker und Schalter (der rechte Teil entspricht dem rot umrandeten Teil). Durch zusätzliche Knoten und Verstärker kann im Fehlerfall eine Übertragung der Signale sichergestellt werden (grün umrandeter Bereich).

für eine Anwendung mit einer Komplexität von 100×100 skaliert [177]. Dabei ergibt sich im einfachen Fall ein Aufbau nach Abbildung 6.2. Für die Realisierung einer 4×4 Schaltmatrix werden dabei 16 Kreuzungen benötigt, die jeweils aus zwei Kopplern und jeweils einem Verstärker sowie einem einfachen Schalter bestehen. Im Vergleich zum KERAMIS-RSM werden insgesamt weniger Schalter (16 verglichen mit 32) mit einer geringeren Multiplizität benötigt, und dadurch eine geringere Verlustleistung verursacht. Werden diese Schalter als separate integrierte Schaltkreise verwendet, ergeben sich allerdings doppelt so viele ICs und damit steigt der Einfluss der Bonddrahtschnittstelle.

Die Abmessungen eines solchen Moduls werden neben den Schalterabmessungen vor allem durch die Größe und Ausführung der Kopplerstrukturen bestimmt. Hier bietet die LTCC-Technologie eine gute Möglichkeit, diese auf vergrabenen Lagen unterzubringen. Die Realisierung der Koppelfaktoren mit hoher Präzision erfordert teilweise sehr kleine Strukturabmessungen mit geringen Toleranzen. Kritisch ist weiterhin die Integration der Schalter und Verstärker, die nur auf der Ober- und Unterseite der Module montiert werden können und damit wesentlich die benötigte Grundfläche definieren. Die Isolation und Funktion der jeweiligen Pfade hängt von der präzisen Einhaltung der Koppelfaktoren, Abschlusswiderstände, elektrischen Leitungslängen und den einzusetzenden Schaltern usw. ab. Die erreichbaren Isolationswerte liegen bei einfach ausgeführten Schaltern deutlich unter den erreichten 70 dB des keramischen 4×4 Schaltmatrixmoduls und die Bandbreite der Koppler limitiert zusätzlich den nutzbaren Frequenzbereich.

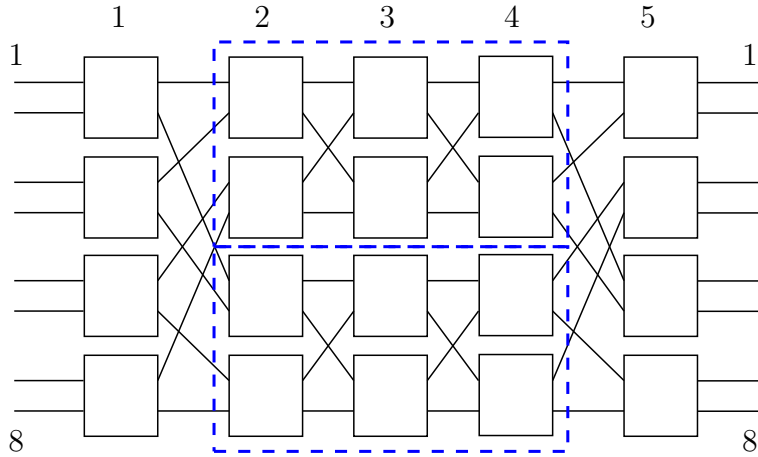


Abbildung 6.3.: Beneš-Netzwerk für acht Ein- und Ausgänge. Im Inneren besteht das Netzwerk aus zwei 4×4 -Blöcken (blaue Rahmen), die wiederum aus jeweils sechs 2×2 Modulen bestehen. Insgesamt werden 5 Stufen und 20 2×2 Schaltmodule benötigt.

Beneš-Netzwerk

Werden bei einem Clos-Netzwerk anstatt der SPST-Schalter 2×2 Schalter eingesetzt, ergibt sich ein Netzwerk nach V. Beneš, bei dem $2 \cdot \log_2(N) - 1$ Abschnitte benötigt werden [178, 179], wobei N die Zahl der Ein- und Ausgänge ist. Diese Schalter werden mit zwei Zuständen beschrieben, in denen entweder eine direkte oder eine gekreuzte Verbindung zwischen den beiden Ein- und Ausgängen existiert. Für jeden Abschnitt ergeben sich $\frac{N}{2} \cdot 2 \times 2$ Schalter. Die Gesamtzahl der Schalter beträgt daher:

$$N \cdot \log_2(N) - \frac{N}{2} \quad (6.2)$$

Die Einfügedämpfung eines Pfades ergibt sich mit der Einfügedämpfung je SPDT-Schalter von $|S_{21-S}|$ zu:

$$|S_{21}| = 2 \cdot (2 \cdot \log_2(N) - 1) \cdot |S_{21-S}| \quad (6.3)$$

Ein Beneš-Netzwerk ist nur unvollständig nicht-blockierend. Im Gegensatz zu blockierenden Strukturen existiert stets eine Lösung für die Zuordnung, die allerdings bei bestehenden Verbindungen dazu führen kann, dass diese Signalverbindungen auf andere Schaltelemente umgelegt werden müssen. Die Zuordnung zwischen den Ein- und Ausgängen bleibt dabei erhalten, die Datenübertragung muss allerdings kurzzeitig unterbrochen werden, was für viele reale Einsatzszenarien nicht akzeptabel ist. Durch die Verwendung geeigneter Algorithmen kann dieses Blockieren minimiert werden und so eine effektive Nutzung der verfügbaren Systeme ermöglicht werden [180]. Abbildung 6.3 zeigt den möglichen Aufbau einer 8×8 Schaltmatrix.

Für die Nutzung solcher Netzwerke für komplexe Systeme mit vielen Ein- und Ausgängen, können diese automatisch über rekursive Definitionen erstellt werden. Dabei werden viele einfache Grundmodule und Stufen benötigt, so dass die Zahl der Schnittstellen groß ist

N	Beneš-Netzwerk		Cantor-Netzwerk	
	seq. Schalter	Anzahl Schalter	zus. seq. Schalter	Zusatzschalter
4	3	6	4	6
8	5	20	6	14
16	7	56	8	30
32	9	144	10	62
64	11	352	12	126
128	13	832	14	254
256	15	1920	16	510
512	17	4352	18	1022
1024	19	9728	20	2046

Tabelle 6.2.: Anzahl der benötigten Schalter für die Realisierung einer quadratischen Schaltmatrix $N \times N$ als Beneš-Netzwerk. Die Anzahl der Schalter, die nacheinander durchlaufen werden, ist in der Spalte „sequentielle Schalter“ angegeben und bestimmt die Einfügedämpfung eines Pfades. Beim parallelen Einsatz mehrerer Schaltmatrizen werden zusätzliche Elemente benötigt. Deren Anzahl ist in der Spalte „Cantor-Netzwerk“ angegeben.

(siehe Tab. 6.2). Dies ist für die Übertragung von Mikrowellensignalen aufgrund der dabei stets auftretenden Verluste unerwünscht.

Cantor-Netzwerk

Da Beneš-Netzwerke nicht vollständig nicht-blockierend sind, kann durch den parallelen Einsatz mehrerer dieser Netze diese Eigenschaft erreicht werden. Dazu sind $\log_2(N)$ Beneš-Netzwerke erforderlich, die mit einem Umschalter $1 \times \log_2(N)$ am Ein- und Ausgang miteinander verbunden und Cantor-Netzwerke genannt werden. Die Aufteilung der Signale mit einfachen SPDT-Schaltern erfordert $2 \cdot (N - 1)$ zusätzliche Schalter, von denen stets $2 \cdot \log_2(N)$ Schalter nacheinander in den Signalpfad eingebunden werden (siehe Tab. 6.2).

Vergleich der Topologien

Für Telefonvermittlungen war die Hauptmotivation die Reduktion der zu verwendenen Schalter durch Optimierung der Auslastung, die sich durch die Kaskadierung von Schaltelementen ergibt.

Der Einfluss unterschiedlicher Topologien auf die Gesamtzahl der benötigten Schalter ist in Abb. 6.4 dargestellt. Dabei wird deutlich, dass bei Clos-Netzwerken und zunehmender Komplexität N sich die Nutzung von mehrstufigen Ansätzen als vorteilhaft erweist. Bei Hochfrequenzanwendungen sind diese Zielstellungen um die wesentlichen Eigenschaften akkumulierter Einfügedämpfung, Verlustleistung, Kosten sowie die Betrachtung der

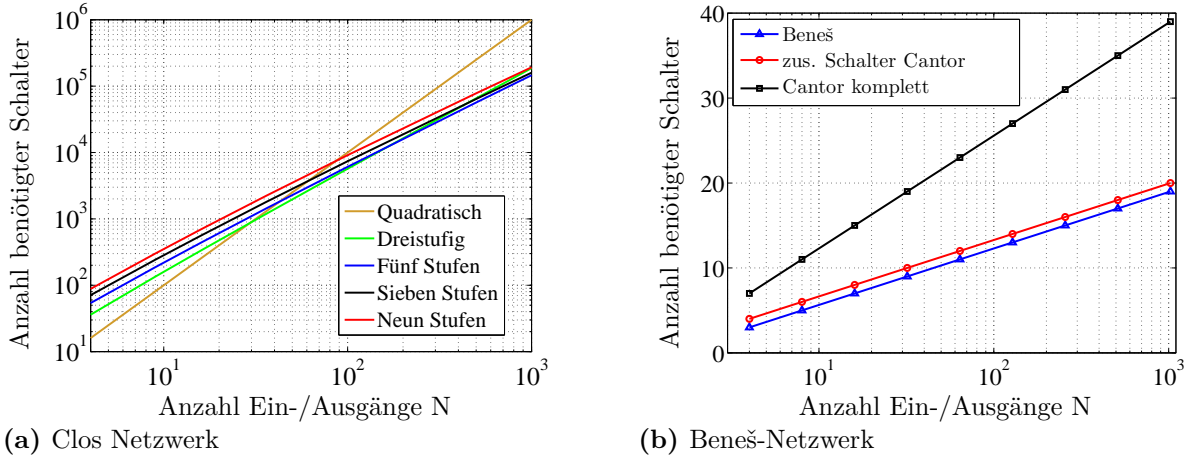


Abbildung 6.4.: Vergleich der benötigten Schalteranzahl bei gegebener Anzahl von Eingängen N für unterschiedliche Topologien. a) Mit zunehmender Komplexität von Clos-Netzwerken kann bei vielen Ein-/Ausgängen eine Reduzierung der benötigten Schalter erreicht werden. b) Durch die Integration zusätzlicher Schalter in ein Beneš-Netzwerk kann eine strikt nicht-blockierende Funktion erreicht werden.

Isolation einzelner Signalleitungen untereinander zu ergänzen. Eine Abschätzung dieser Eigenschaften soll anhand typischer Werte erfolgen, die die Skalierbarkeit der Ansätze einschränkt. Ohne den Einsatz von Verstärkern limitiert die Einfügedämpfung der Schalter und Schnittstellen zwischen den Komponenten die mögliche Komplexität. Für die Anwendung auf Satelliten stehen die Anzahl der Ein- und Ausgänge oft direkt für die Zahl der vorhandenen Transponder, Antennen etc., so dass dort von einer geringeren Komplexität ausgegangen wird.

Im Folgenden wird auf die Realisierung einer 16×16 Schaltmatrix hingearbeitet, die auf dem 4×4 Schaltmatrixmodul basiert. Mit der Verfügbarkeit besserer Schalter und der Integration von Verstärkern kann die Komplexität weiter erhöht werden.

6.1.2. Das 4×4 Grundelement

Die 4×4 rekonfigurierbare KERAMIS-Schaltmatrix kann gleichzeitig vier eindeutige Verbindungen zwischen den Ein- und Ausgängen herstellen. Es ergeben sich demnach 24 Konfigurationen, die diese Verbindungszustände eindeutig beschreiben. Durch die gewählte Topologie ist das Modul strikt nicht-blockierend. Abbildung 6.5 zeigt exemplarisch eine dieser Konfigurationen. Die Eingangssignale E_i werden dabei auf den Eingangsschalter $SM1ei$ geführt, dessen Ausgang auf den Eingang des Ausgangs $SM1aj$ führt. Nicht verwendete Verbindungen werden von den Nutzsignalen isoliert.

In diesem Kapitel wird das bisher als 4×4 Schaltmatrix bezeichnete LTCC-Modul als Grundelement komplexerer Schaltsysteme verwendet und daher Schaltmodul oder Schaltmatrixmodul genannt. Die Funktion der Rekonfiguration der Signalverbindung zwischen den Eingängen und Ausgängen soll wieder der obersten Instanz vorbehalten

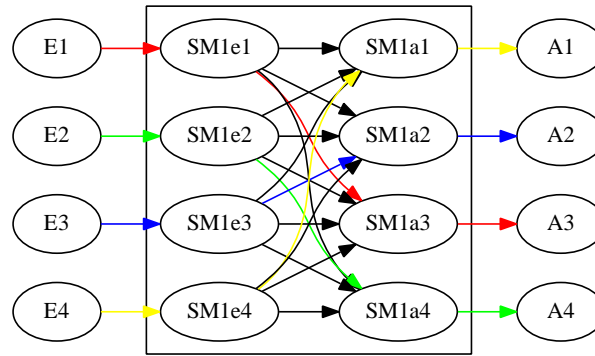


Abbildung 6.5.: Grafische Darstellung der Konfiguration einer 4×4 Schaltmatrix, die aus acht SP_4T -Schaltern aufgebaut ist. Die Farbe der Leitungen an den Eingängen E_i , den Verbindungsstellen und den Ausgängen A_j , verdeutlichen die aktuelle Konfiguration (schwarz sind isolierte Leitungen).

bleiben, die eine direkte Verbindung mit externen Anschlüssen ermöglicht. Die Gesamtheit der Schaltmodule wird daher wieder als 8×8 , 12×12 oder 16×16 Schaltmatrix bezeichnet.

Zur Bewertung der Strukturen sollen alle möglichen Kombinationen betrachtet werden, um die Lösungen einer gesuchten Ausgangskonfiguration zu finden. Dazu wurde eine Software entwickelt, die diese Aufbauten nachbildet und Randbedingungen wie Ausfälle etc. berücksichtigen kann. Bei der Kombination von n Schaltmatrixmodulen ergeben sich 24^n Kombinationen. Aufgrund der großen Anzahl möglicher Kombinationen erfordert dies lange Rechenzeiten und verursacht teilweise Speicherprobleme, wenn die Abläufe nicht iterativ abgearbeitet werden. Die ursprünglich in Matlab implementierten Programme funktionierten einwandfrei, benötigten allerdings viele Stunden für eine gesuchte Ausgangskonfiguration. Der Algorithmus wurde daher für eine höhere Ausführungsgeschwindigkeit in die Programmiersprache C# portiert und lief dort bereits ohne zusätzlich Optimierung mit etwa 2.000-facher Geschwindigkeit. Nur so war eine Betrachtung einer Vielzahl von Ausgangskonfigurationen und die Fehlerbetrachtung auch bei komplexen Systemen wie der 16×16 Schaltmatrix möglich. Die Extraktion aller Lösungen dauert nach Optimierung des Programms für eine Ausgangskonfiguration der 16×16 Schaltmatrix immer noch 45 Minuten auf einem modernen Mehrkernprozessor.

Die Ergebnisse werden automatisch in einer Textdatei abgelegt, so dass für die Betrachtung von Fehlern nur diese Teilmenge ursprünglich gültiger Lösungen untersucht werden muss. Zusätzlich kann über die DOT-Skriptsprache eine grafische Darstellung der Konfigurationen erfolgen (siehe Abb. 6.5 und 6.6) [181].

6.1.3. Konzeption einer 8×8 Schaltmatrix

Für 8 Eingänge sind mindestens zwei RSM-Module am Ein- und Ausgang erforderlich. Zusätzlich wird eine Zwischenstufe benötigt, um einen kompletten Signalwechsel zwi-

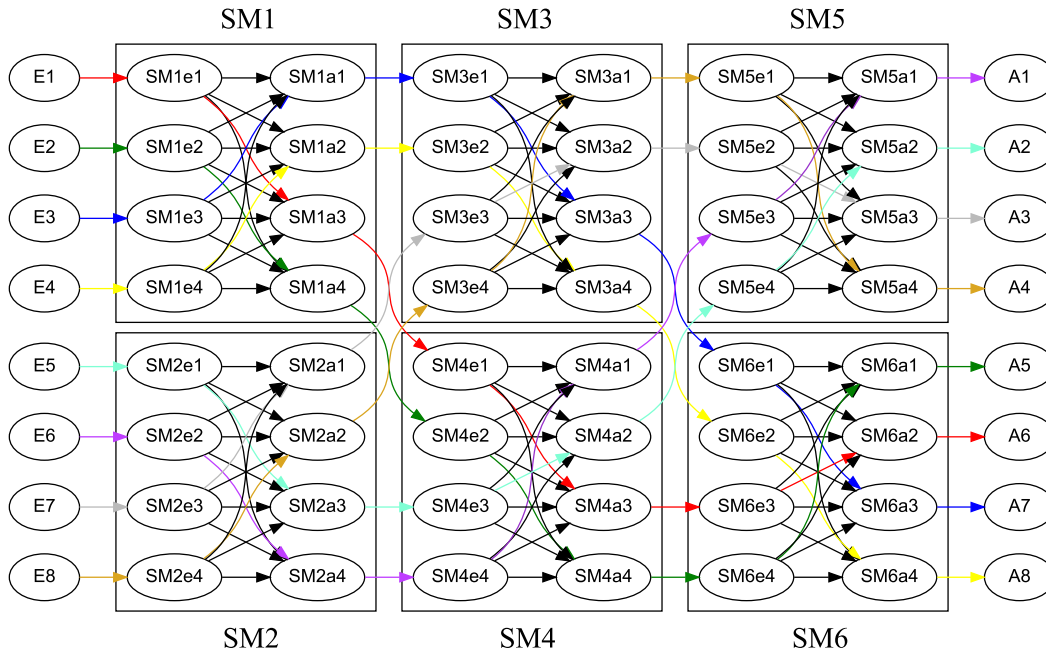


Abbildung 6.6.: Schematische Darstellung der möglichen Verbindungen zwischen den Eingängen E_i und den Ausgängen A_j über die einzelnen Schaltmodule SM_x zu einem Gesamtsystem mit der Komplexität 8×8 . Die genutzten Pfade sind entsprechend den Eingangssignalen farblich hervorgehoben, schwarze Verbindungen werden in dieser Konfiguration nicht verwendet und sind von den Nutzsignalen isoliert.

schen der unteren/oberen Ebene zu ermöglichen (siehe Abb. 6.6). Dabei werden für alle Konfigurationen jeweils drei Schaltmodule nacheinander durchlaufen.

Den Eingängen E_i wurde dabei eine Farbe zugeordnet, um die Verbindung zwischen den Modulen leichter nachvollziehen zu können. Jedes Modul kann eine von 24 Konfigurationen aufweisen, so dass die Eingangssignale in unterschiedlicher Permutation auf die Ausgänge geführt werden. Die Ausgänge A_j werden anschließend mit der gesuchten Lösung verglichen und die funktionierenden Konfigurationen gespeichert. Für die Eingangssignale gilt $E_i = i$ und die Ausgangskonfiguration wird mit einer beliebigen Zeichenfolge beschrieben $A_j \in \{1..8, 0\}$, wobei die Verwendung von 0 auf die Vernachlässigung der Belegung eines Ausganges hindeutet. Dies ist bei Ausfall eines Schalters notwendig, um weiterhin gültige Lösungen finden zu können.

Die Zahl aller Konfigurationsmöglichkeiten der sechs Schaltmatrixmodule ergibt sich zu $24^6 = 191.102.976$. Bei gegebener Ausgangskonfiguration mit acht Signalen ergeben sich maximal 9.216 Konfigurationen, die diese Anforderung erfüllen. Die Zahl dieser Möglichkeiten hängt neben der Topologie und Zahl der Schaltmatrizen von der Zahl der Kreuzungen ab. Unter Kreuzungen sollen im Folgenden die Signale verstanden werden, die an SM1 oder SM2 eingangsseitig und gleichzeitig bei SM6 bzw. SM5 ausgangsseitig anliegen. Diese Signale wechseln zwischen der oberen und unteren Ebene. Wenn keine Kreuzungen auftreten oder alle Signale von oben nach unten gekreuzt werden, ergibt

	Kreuzungen	SM1				SM2			
AK 1 02345678	0	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4
		9216	0	0	0	0	0	0	0
		A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
		2304	2304	2304	2304	0	0	0	0
AK 2,3,4		E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4
02341678	1	0	0	0	0	4608	0	0	0
06341278	2	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
06741238	3	0	0	0	0	1152	1152	1152	1152
AK 5 06781234	4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4
		0	0	0	0	9216	0	0	0
		A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
		0	0	0	0	2304	2304	2304	2304

Tabelle 6.3.: Zahl der verbleibenden Konfigurationsmöglichkeiten einer 8×8 Schaltmatrix basierend auf einem Aufbau nach Abb. 6.6 und einem Fehler eines Ein-/Ausgangsschalters der beiden Schaltmatrixmodule SM1 und SM2 am Eingang bei unterschiedlicher Ausgangskonfiguration mit sieben simultan zu übertragenden Signalen.

sich die maximale Anzahl an Verbindungsmöglichkeiten. Alle anderen Konfigurationen resultieren in 4.608 Möglichkeiten.

Verhalten im Fehlerfall

Durch die unterschiedliche Position der Schalter ergeben sich unterschiedliche Auswirkungen im Falle eines Defekts. Die Anzahl der verbleibenden funktionierenden Konfigurationen wird daher in Abhängigkeit von der Position und Art des Fehlers untersucht. Bei Anwendung wird im Allgemeinen der gewünschte Ausgangszustand definiert und die dazu passende Konfiguration gesucht. Bestehende Verbindungen sollten dabei unverändert erhalten bleiben. Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass alle Pfade verfügbar sind, aber ein Schalter keine Signale überträgt. Um eine gültige Lösung zu erhalten, muss die Ausgangskonfiguration N-1 Ziele enthalten. Das Signal, welches nicht übertragen werden kann, wird vernachlässigt und mit F gekennzeichnet. Der Fehler eines Eingangsschalters von SM1, SM2 oder Ausgangsschalters von SM5, SM6 legt eindeutig fest, welches Signal betroffen ist. In Tabelle 6.3 wird für einen Fehler am Eingang (Ei) bzw. Ausgang (Aj) für die Module SM1 und SM2 und gegebener Ausgangskonfiguration (AK) die Zahl der verbleibenden Lösungen aufgelistet.

Bei Ausgangskonfiguration 1 (AK 1) treten keine Kreuzungen auf und die Zahl der funktionierenden Lösungen beträgt maximal 9.216, wenn der Fehler am Eingang eines Moduls auftritt (Spalte Ex). Die Ausgänge dieses Moduls müssen lediglich drei Signale bereitstellen und es kann einer der Ausgangsschalter ausfallen, so dass 2.304 funktionierende Konfigurationen verbleiben. Da alle Eingänge des zweiten Eingangsmoduls benötigt werden, existiert dort keine Toleranz gegenüber Fehlern für die gesuchte AK 1. Durch die feste Verbindung der Module untereinander sind Fehler der inneren Module (SM3, SM4)

davon abhängig, wie das Fehlersignal virtuell weitergeleitet werden kann (siehe Tab. 6.4). Bei Schaltmatrixmodulen, die eine direkte Verbindung zum fehlerhaften Eingang aufweisen (SM3, SM4) wird durch das fehlende Signal ein Freiheitsgrad gewonnen, der dazu führt, dass Fehler bei SM3(E1,E2,A1,A2) und SM4(E1,E2,A1,A2) toleriert werden und 2.304 Möglichkeiten verbleiben. Die Eingangsschalter der SM5(E1-E4) sind ebenfalls tolerant, wogegen die Ausgangsschalter bis auf SM4(A1) nicht fehlertolerant sind.

Ähnlich zu den beiden Eingangsmodulen verhält sich das System bei Fehlern in den Ausgangsmodulen SM5 und SM6 (siehe Tab. 6.4). Bei vier zu realisierenden Ausgangssignalen eines Schaltermoduls sind keine Fehler tolerierbar, bei drei gewünschten Ausgängen sind alle Eingänge, aber nur ein Ausgang tolerant gegenüber dem Auftreten von Fehlern. Dies hängt wieder von der gesuchten AK ab.

Das System verhält sich ähnlich, wenn 1-3 Kreuzungen auftreten. Dabei halbiert sich die Anzahl der aufgezeigten Lösungsmöglichkeiten und ein Fehler der folgenden Schalter wird toleriert SM2(A1-4), SM3(E3,E4,A1,A2) und SM4(E3,E4,A1,A2). Werden alle vier Eingangssignale gruppenweise auf die gegenüberliegende Ausgangsseite geführt (AK 5), dann ergeben sich die gleichen Zusammenhänge wie im Beispiel ohne Kreuzungen (AK 1). Der Unterschied ergibt sich aus dem ignorierten Signal E1 bzw. E5, welches durch die Fehlerkennzeichnung F ersetzt wurde.

Die gleichen Verhältnisse ergeben sich bei zweifachem Fehlerauftreten. Erwartungsgemäß ergibt sich dadurch eine scheinbar größere Anzahl von 18.432 Möglichkeiten (durch die Tauschmöglichkeit der beiden ignorierten Signale). Wird jeweils ein Signal von SM1 und SM2 nicht verwendet, sind SM3 und SM4 am Eingang wie Ausgang, SM1 und SM2 am Ausgang sowie SM5 und SM6 am Eingang tolerant gegenüber einem möglichen Fehlverhalten.

Zusätzlich dazu wird dies durch die Zahl der Kreuzungen beeinflusst. Ohne Kreuzungen ergeben sich 3.456 Möglichkeiten, bei einer bis zwei Kreuzungen 2.304. Bei allen drei Kreuzungen verhält sich das System wie ein System ohne Kreuzungen. Die Zusammenhänge sind vergleichbar mit denen des einfachen Fehlerfalls und sind in gleicher Weise im Anhang in Tabelle B.1 und B.2 dargestellt.

6.1.4. Konzeption einer 16×16 Schaltmatrix

Um einen ähnlichen Aufbau wie für die 8×8 Schaltmatrix mit einer Komplexität von 16×16 zu erreichen, sind zwölf 4×4 Schaltmodule erforderlich (siehe Abb.6.7). Dadurch erhöht sich die Anzahl der Kombinationen bereits auf $24^{12} = 36.520.347.436.056.576$, von denen im Idealfall bei acht gesuchten Ausgangssignalen 317.952 Kombinationen zum gesuchten Ausgangszustand führen.

Für die Kennzeichnung der Ein- und Ausgangssignale werden Hexadezimalzahlen verwendet und Fehler mit einer 0 gekennzeichnet.

Wie bisher sind besonders die Eingangs- und Ausgangsschalter der Module SM1-4 und SM9-12 kritisch (siehe Tab. 6.5), da dort jeweils die Weiterleitung eines Signals unterbunden bzw. am Ausgang blockiert wird. Der Ausfall der anderen Schalter bewirkt wie bisher die Reduzierung der Konfigurationsmöglichkeiten in Abhängigkeit der Signalkreuzungen.

	SM3				SM4				SM5				SM6			
AK1	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4
	2304	2304	0	0	2304	2304	0	0	2304	2304	2304	2304	0	0	0	0
	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
	2304	2304	0	0	2304	2304	0	0	9216	0	0	0	0	0	0	0
AK2	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4
	0	0	1152	1152	0	0	1152	1152	1152	1152	1152	1152	0	0	0	0
AK3	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
AK4	1152	1152	0	0	1152	1152	0	0	4608	0	0	0	0	0	0	0
AK5	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4
	0	0	2304	2304	0	0	2304	2304	2304	2304	2304	2304	0	0	0	0
	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
	2304	2304	0	0	2304	2304	0	0	9216	0	0	0	0	0	0	0

Tabelle 6.4.: Zahl der verbleibenden Konfigurationsmöglichkeiten einer 8×8 Schaltmatrix basierend auf einem Aufbau nach Abb. 6.6 und einem Fehler eines Ein-/Ausgangsschalters der Schaltmatrixmodule SM3 - SM6 bei unterschiedlicher Ausgangskonfiguration mit sieben simultan zu übertragenden Signalen.

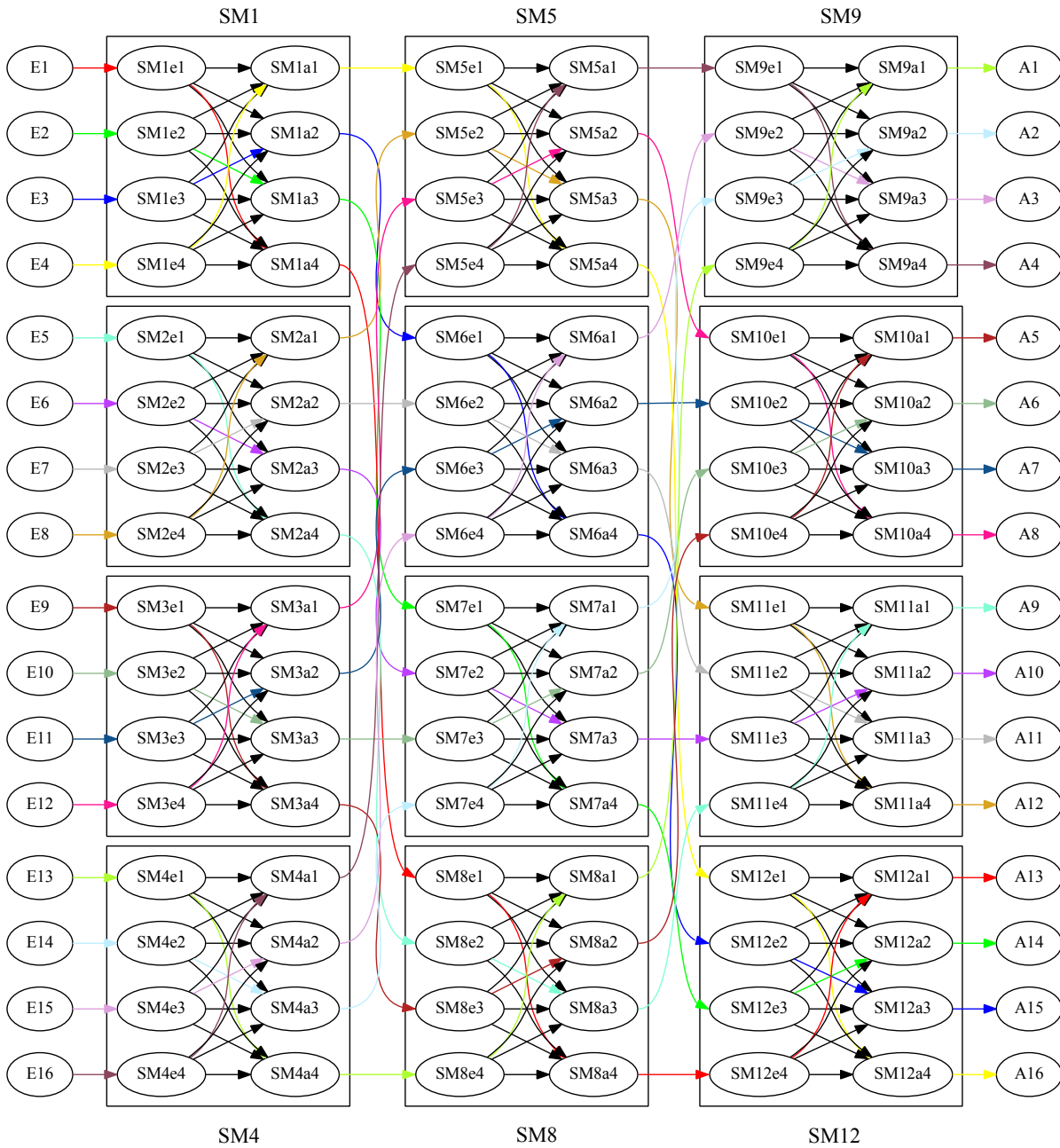


Abbildung 6.7.: Schematische Darstellung der möglichen Verbindungen zwischen den Eingängen E_i und den Ausgängen A_j über die einzelnen Schaltmodule SM_x zu einem Gesamtsystem mit der Komplexität 16×16 . Die genutzten Pfade sind entsprechend den Eingangssignalen farblich hervorgehoben, schwarze Verbindungen werden in dieser Konfiguration nicht verwendet und sind von den Nutzsignalen isoliert.

	Kreuzungen	SM1		SM2-4	SM5		SM6-8		SM9		SM10-12
AK1	0 023456789ABCDEFGG	E1	E2-4	E1-4	E1	E2-4	E1	E2-4	E1	E2-4	E1-4
		331776	0	0	82944	0	82944	0	82944	82944	0
		A1	A2-4	A1-4	A1	A2-4	A1	A2-4	A1	A2-4	A1-4
		82944	82944	0	82944	0	82944	0	331776	0	0
AK2	1 023456798ABCDEFGG	E1	E2-4	E1-4	E1	E2-4	E1	E2-4	E1	E2-4	E1-4
		82944	0	0	20736	0	20736	0	20736	20736	0
		A1	A2-4	A1-4	A1	A2-4	A1	A2-4	A1	A2-4	A1-4
		20736	20736	0	20736	0	20736	0	82944	0	0
AK3	2 023456A987BCDEFGG	E1	E2-4	E1-4	E1	E2-4	E1	E2-4	E1	E2-4	E1-4
		55296	0	0	13824	0	13824	0	13824	13824	0
		A1	A2-4	A1-4	A1	A2-4	A1	A2-4	A1	A2-4	A1-4
		13824	13824	0	13824	0	13824	0	55296	0	0
AK4	3 02345BA9876CDEFGG	E1	E2-4	E1-4	E1	E2-4	E1	E2-4	E1	E2-4	E1-4
		82944	0	0	20736	0	20736	0	20736	20736	0
		A1	A2-4	A1-4	A1	A2-4	A1	A2-4	A1	A2-4	A1-4
		20736	20736	0	20736	0	20736	0	82944	0	0

Tabelle 6.5.: Zahl der verbleibenden Konfigurationsmöglichkeiten einer 16×16 Schaltmatrix basierend auf einem Aufbau nach Abb. 6.7 und einem Fehler eines Ein-/Ausgangsschalters der Schaltmatrixmodule SM1 bis SM12 bei unterschiedlicher Ausgangskonfiguration mit sieben simultan zu übertragenden Signalen.

Aus den vorgestellten Ansätzen können ähnliche Systeme entwickelt werden, die an die Anforderungen angepasst und zugeschnitten werden können. Die Komplexität und Leistungsfähigkeit hängt neben der Anzahl der Ein- und Ausgänge auch vom einzusetzenden Schalter und der Aufbau- und Verbindungstechnik ab.

6.2. Alternative Ansätze und Erhöhung der Zuverlässigkeit

Wie gezeigt wurde, sind solche Schaltmatrizen in den vorgestellten Aufbauten bei Belegung aller Ausgänge nicht in der Lage Fehler zu tolerieren. Um die Matrix weiter verwenden zu können, müssen entweder weniger Ausgangssignale übertragen werden oder zusätzliche Absicherungen integriert werden.

Ziel der Redundanzkonzepte ist daher die Sicherstellung einer grundlegenden Signalübertragung bei Ausfall der Versorgungsspannung. Die Integration dieser Funktion kann über unterschiedliche Ansätze erfolgen. Dazu bieten sich beispielsweise Zirkulatoren, Leistungsteiler oder ergänzende Redundanzpfade, beispielsweise mit mechanischen Schaltern, an.

Bei der Verwendung von Zirkulatoren wird das Signal im Fehlerfall vom Schalter reflektiert und über den Zirkulator auf eine zusätzliche Übertragungsleitung zum Ausgang des Moduls geführt. Um die komplette Funktion aufrecht zu erhalten, sind jeweils ein doppelt ausgeführtes Schaltmatrixmodul und acht Zirkulatoren erforderlich. Wenn im Fehlerfall eine direkte Verbindung zwischen den Ein- und Ausgängen ausreicht, dann kann auf das zusätzliche Schaltmodul verzichtet werden. Die Implementierung ist direkt über kommerzielle Bauteile möglich, reduziert im Normalbetrieb die Isolation zwischen Eingangs- und Ausgangssignalen, erhöht aber die Verlustleistung des Aufbaus nicht. Zusätzlich wird durch einen solchen Ansatz die nutzbare Bandbreite durch die Übertragungscharakteristik der Zirkulatoren negativ beeinflusst. Für eine effektive Modulcharakterisierung kann ein solcher Ansatz mit der Verwendung von Steckverbindern kombiniert werden. In Abbildung 6.8 sind acht solcher Verbindungselemente auf der Oberseite des Moduls neben den Zirkulatoren platziert. Ein solcher Ansatz ermöglicht eine günstige Ausgangslage für komplexe Schaltmatrixmodule, wurde allerdings bisher nicht auf seine mechanischen und thermischen Eigenschaften untersucht.

Beim Ansatz über Leistungsteiler werden die Eingangssignale aufgeteilt und über zwei separate Signalwege verteilt. Am Ausgang werden diese Anteile wieder zusammengeführt, so dass im einfachen Fehlerfall am Ausgang etwa die halbe Signalleistung verbleibt.

Zusätzliche Schalter können ebenfalls eingesetzt werden, um die Zuverlässigkeit zu erhöhen, beispielsweise die Kombination von mechanischen Schaltern hoher Zuverlässigkeit und schnellen elektronischen Schaltern. Alternativ können zusätzliche Übertragungsleitungen zwischen den Ein- und Ausgängen sowie zusätzliche PIN-Dioden gegen Masse entlang dieser Redundanzleitungen integriert werden. Im Nominalbetrieb werden diese Dioden in Durchlassrichtung betrieben und die Ein- und Ausgänge sind voneinander isoliert. Bei Ausfall der Versorgungsspannung ergibt sich eine direkte Verbindung zwi-

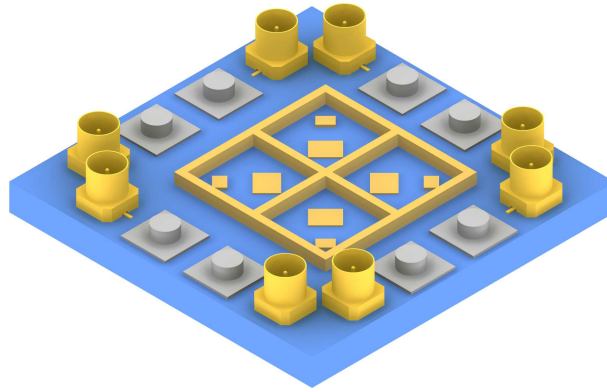


Abbildung 6.8.: 4×4 -Schaltmatrixmodul mit Mini-SMP-Steckverbindern und Zirkulatoren, die für die Implementierung eines Redundanzpfads eingesetzt werden können. Durch die koaxialen Steckverbinder lassen sich Funktionsüberprüfungen und Burn-In-Tests einfach durchführen.

schen den Ein- und Ausgängen über diesen Redundanzpfad [182]. Nachteilig wirkt sich die zusätzliche Verbindung auf die Isolation der Pfade aus. Mit zunehmender Anzahl integrierter Dioden kann der Isolationswert erhöht werden. Gleichzeitig erhöhen sich die Komplexität und die Verlustleistung im Nominalbetrieb.

Ist ein Redundanzkonzept in solch einer Form implementiert, dass im Fehlerfall ein ganzes 4×4 Modul transparent erscheint ($E_i = A_i$ für $i=1..N$), dann verbleiben beispielsweise für einen 8×8 -Aufbau und einen einzelnen Ausfall gültige Konfigurationen, wenn die Zahl der Kreuzungen kleiner als 3 ist. Darüber hinaus sind nur die Module an der Eingangs-/Ausgangsseite fehlertolerant (siehe Tab. 6.6). Der Ausfall mehrerer Module ist ebenfalls tolerierbar für den Fall, dass eine passende Ausgangskonfiguration verwendet wird.

Trotz einer Raumfahrtqualifikation wird aus Sicherheitsgründen typischerweise ein weiteres System zur Absicherung eingesetzt. Im einfachsten Fall kann die Schaltmatrix im Fehlerfall mit Koaxialschaltern (insgesamt $2N$ SPDT-Schalter) am Ein- und Ausgang direkt überbrückt werden, so dass die Vorteile der beiden Technologien zum Tragen

Kreuzungen	SM1,2	SM3,4	SM5,6
0	384	2304	384
1	192	576	192
2	64	64	64
3	192	0	192
4	384	0	384

Tabelle 6.6.: Zahl verbleibender Konfigurationen bei Verwendung eines beliebigen transparenten Redundanzkonzepts und Ausfall eines kompletten Schaltmoduls. Kritisch sind Ausgangskonfigurationen ab drei Kreuzungen und Fehler in den Modulen SM3 und SM4 in Abb.6.6.

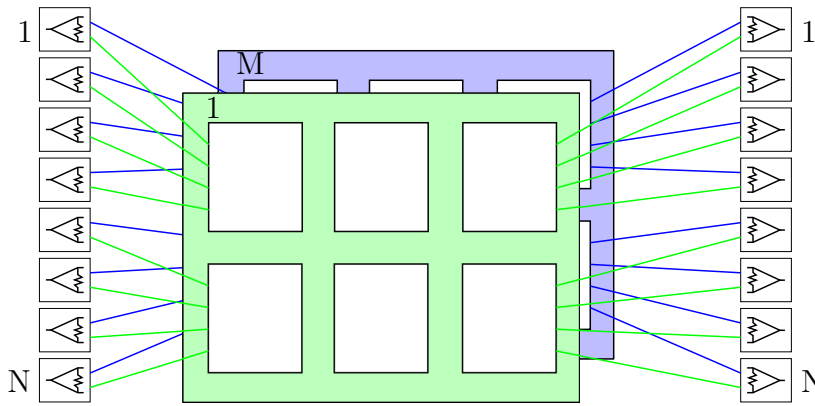


Abbildung 6.9.: Verbesserung des Ausfallverhaltens durch parallelen Betrieb von Schaltmatrizen in M -Ebenen und Speisung mit N 1: M Leistungsteilern.

kommen. Die kompakte Schaltmatrix eignet sich zusätzlich für eine dynamische Signalverteilung während die Koaxialschalter als zuverlässige leistungsarme Schalter für den Fehlerfall verwendet werden können. Die Verwendung von Leistungsteilern am Eingang, eine parallele Verwendung der 4×4 Schaltmatrizen und ein phasenrichtiges Zusammenfügen der Ausgangssignale ermöglicht einen eingeschränkten Betrieb bei Teilausfällen einzelner Schalter. Dabei ergeben sich jeweils $N \cdot M \cdot P/M$ Leistungsanteile. Im einfachen Fehlerfall einer 4×4 Schaltmatrix mit Leistungshalbierung reduziert sich die Signalleistung eines Ausgangs auf $P_{aus} = 0,5 \cdot P_{ein}$. Die Zahl der davon betroffenen Konfigurationen ist in Tabelle 6.7 aufgelistet. Dabei muss unterschieden werden, ob eine Überlagerung der Ein- und Ausgangssignale verboten oder erlaubt ist. Im exklusiven Betrieb der Pfade gibt es nur eine gültige Konfiguration und daher in Summe sieben halbe Leistungsanteile. Können unterschiedliche Signale gleichzeitig durch die Verwendung mehrerer Kanäle übertragen werden, ergeben sich jeweils zwei zusätzliche Lösungen, die mit vier bzw. fünf halben Leistungsanteilen genutzt werden können.

Ausgehend von einem Schaltmatrixmodul ohne Redundanz treten in den bislang beschriebenen Topologien deutliche Einschränkungen in der Funktion des Systems auf, wenn ein einzelner Schalter ausfällt. Dadurch können nicht mehr alle N Eingangssignale übertragen werden und die Anzahl der Verbindungsmöglichkeiten sinkt auf $N-1$. Ein Lösungsansatz basiert auf dem Aufteilen der Signalleistung auf verschiedene Pfade (siehe Abb. 6.9). Dadurch können unter Beeinträchtigung der Signalleistung einzelner Eingänge trotz Ausfall eines Schalters weiterhin alle Signale übertragen werden. Dabei wird im Fehlerfall lediglich ein Teil der Signalleistung am Ausgang bereitgestellt. Zusätzlich sind die Laufzeiten innerhalb der Schaltmatrixmodule ungleich (pfadabhängig), so dass beim Vermitteln auf eine passende Konfiguration der zweiten Ebene geachtet werden muss, um eine konstruktive Überlagerung in den Leistungskombinierern sicherzustellen. Dies kann durch eine Entwurfsoptimierung der Schaltelemente oder zusätzliche Phasenschieber kompensiert werden. Die Anzahl der Schalter nimmt dabei mit der Multiplizität des Leistungsteilers zu und verdoppelt sich im Fall eines einfachen 1:2 Leistungsteilers. Ähnliche Überlegungen lassen sich für die vorgestellten 8×8 und 16×16 Schaltmatrizen anstellen.

Summe halber Leistungsanteile	ohne Fehler		ein Fehler E/A	
	exkl.	Kanal	exkl.	Kanal
4	0	9	0	2
5	0	8	0	2
6	0	5	0	0
7	0	0	1	1
8	1	1	0	0

Tabelle 6.7.: Die Anzahl der gültigen Konfigurationen zweier 4×4 Schaltmatrizen, die über 1:2 Leistungsteiler am Eingang parallel geschaltet sind und deren Ausgänge phasenrichtig kombiniert werden. Die Anzahl der gültigen Lösungen wird durch die Anzahl der am Ausgang verfügbaren Leistungsanteile kategorisiert.

Die Realisierung eines solchen Aufbaus mit einem 1:3 Leistungsteiler und neun 4×4 Schaltmodulen zeigt Abbildung B.18. Durch die gestapelte Darstellung der keramischen Module ergeben sich parallel verlaufende Ausgänge, die in drei Ebenen bereitgestellt werden. Die physische Ausrichtung der Module entlang einer Kante auf einer Ebene führt wieder zu den bisher dargestellten komplexen Leitungskreuzungen.

Zusätzlich nimmt die Anzahl der kaskadierten Schalter zu, was sich allgemein positiv auf die Isolation und negativ auf die Einfügedämpfung auswirkt. Die Kompensation von Verlusten durch Verstärker und der Einsatz von Leistungsteilern in Kombination mit Phasenschiebern stellt eine weitere Möglichkeit dar, die Komplexität in begrenztem Umfang zu erhöhen. Die bisherigen Schaltmatrixmodule konnten aufgrund der notwendigen passiven Bauteile und Diodentreiber nicht weiter als auf $25 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$ [182] miniaturisiert werden. Die Überführung der benötigten peripheren Komponenten in anwendungsspezifische integrierte Schaltkreise ermöglicht eine Verkleinerung der Module und damit der Schaltmatrixsysteme. Zusätzlich können darüber Redundanzkonzepte und Verlustkompensation implementiert werden, so dass sich eine höhere Funktionsdichte ergibt und Masse, Volumen und Komplexität der keramischen Module verringert werden können.

6.3. Ausblick

In den folgenden Abschnitten sollen Anknüpfungspunkte weiterführender Arbeiten dargestellt werden, die sich direkt auf die etablierte KERAMIS-Technologie stützen.

6.3.1. Entwicklung einer geostationären 4×4 Schaltmatrix

Kommerzielle Anwendungen erfordern Tests, die über die bisherigen hinausgehen und neben erhöhten Belastungswerten während der Umwelttests auch den Nachweis der Strahlungstoleranz erfordern. Diese Arbeiten finden aktuell im Rahmen des Forschungspro-

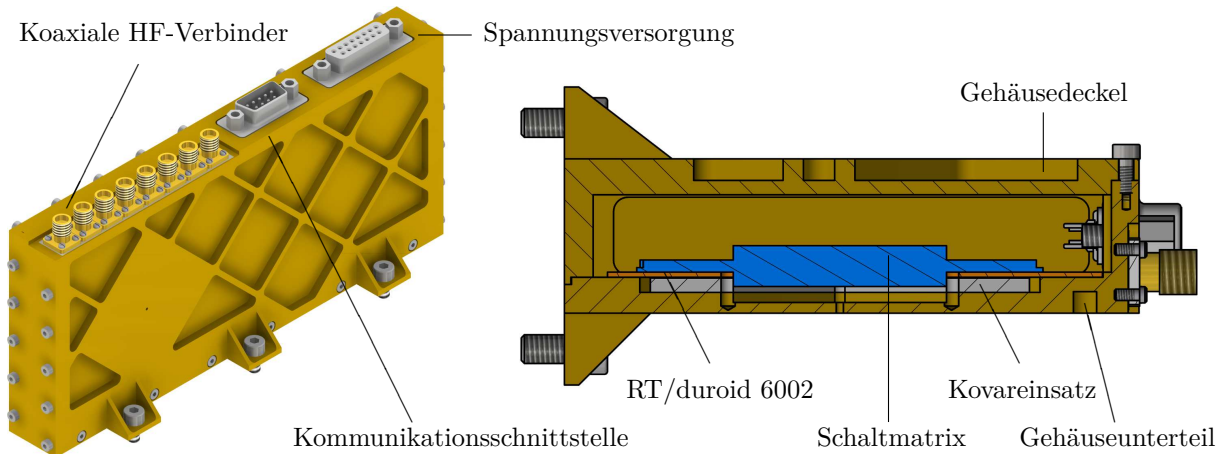


Abbildung 6.10.: Aufbau eines Schaltmatrixgeräts basierend auf dem vorgestellten 4×4 Schaltmatrixmodul auf einem Mehrlagenssubstrat RT/duroid 6002 in einem Gehäuse mit koaxialen Schnittstellen. Über die D-Sub-Steckverbinder erfolgt die Spannungsversorgung, Konfiguration und Statusabfrage der Schaltmatrix. Die Aufbau- und Verbindungstechnik basiert auf den Ergebnissen der Raumfahrtverifikation in Kapitel 4.

jekts KERAMIS-GEO statt. Ziel ist die erfolgreiche Qualifikation einer 4×4 Schaltmatrix inklusive Gehäuse, Ansteuerung und Redundanz, so dass sich dieses System einfach zum Aufbau komplexerer Systeme nutzen lässt. Eine mögliche Umsetzung dieser Idee ist in Abbildung 6.10 illustriert. Dazu wird die bisherige Aufbau- und Verbindungstechnik (Kap. 4) adaptiert, so dass die HF-Anschlüsse über Koaxialverbinder herausgeführt werden und eine direkte Ansteuerung der Verbindung über eine CAN-Schnittstelle möglich ist [183]. Durch die Verwendung eines separaten Gehäuses ist eine Montage über passende Schienen und die Verbindung der Ansteuerung über eine gemeinsame Backplane nicht mehr erforderlich. Aufgrund der modifizierten Mechanik verändert sich zudem das Schwingungsverhalten des Trägers, so dass sich hohe Resonanzfrequenzen ergeben. Das Gehäuse soll aus Aluminium gefertigt werden und lediglich über einen Kovareinsatz erfolgt die thermische Anpassung der unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten. Dadurch kann eine deutliche Reduzierung der Gesamtmasse erreicht werden. Die Abmessungen des Schaltmatrixmoduls (hier inklusive des Gehäuses als Subsystem) mit integriertem Redundanzkonzept geht von einer keramischen Schaltmatrix mit 40 mm Kantenlänge aus, definiert dadurch die Abmessungen der Platine (siehe Abb. 6.11) und damit die des gesamten Gehäuses. Ähnlich dem KERAMIS-2 Aufbau soll für das Flugmodell ein FPGA eingesetzt werden, um die Ansteuerung der Diodentreiber und damit der PIN-Dioden zu übernehmen.

Verglichen mit einer konventionellen Herangehensweise, die in Abbildung 6.12 skizziert ist, ergeben sich dadurch deutliche Vorteile aufgrund der Miniaturisierung und Reduzierung der Systemmasse. Der ausgewählte Schalter (Agilent 8710D) repräsentiert Koaxialschalter [184] und muss für reale Anwendungen durch ein Gerät mit Raumfahrtqualifikation ersetzt werden. Eine ähnliche Speziallösung, die wesentlich kompakter ist, aber nicht einfach an andere Anforderungen angepasst werden kann, findet sich in [185].

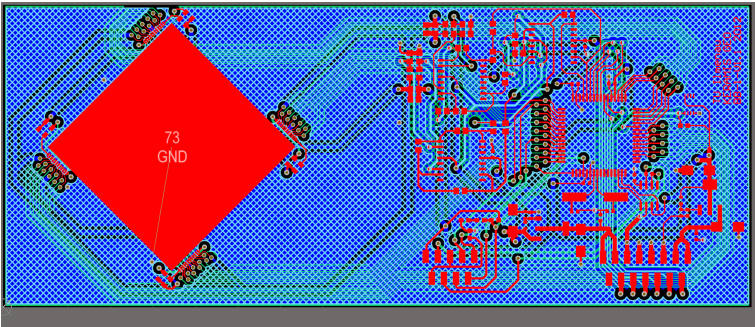


Abbildung 6.11.: Platine des KERAMIS-GEO Breadboards für die erste Verifikation der rekonfigurierbaren Schaltmatrix der vierten Generation.

Dabei ist der nutzbare Arbeitsbereich auf Frequenzen von maximal 18 GHz limitiert und kann daher nicht für das gesamte Ka-Band (Downlink) eingesetzt werden.

Tabelle 6.8 vergleicht die wesentlichen Eigenschaften der drei 4×4 Schaltmatrizen und, soweit verfügbar, deren Schaltelemente. Verglichen mit dem Agilent-Schalter, kann durch Verwendung der KERAMIS-RSM eine Masse- bzw. Volumeneinsparung von 95% bzw. 98% erreicht werden. Davon bleiben nach Betrachtung der zusätzlich benötigten Ansteuerung und des Gehäuses noch 86% bzw. 95% übrig. Den zusätzlichen Vorteilen schneller Schaltvorgänge und nahezu verschleißfreier Betrieb stehen die Nachteile höherer Verlustleistung und bislang unquantifizierter Strahlungsfestigkeit gegenüber. Aufgrund des geringeren Volumens und der reduzierten Masse kann jedoch eine redundante Lösung integriert werden.

Verglichen mit der Schaltmatrix von Dowkey [185] ergibt sich eine Reduzierung des benötigten Volumens und die Möglichkeit einer schnellen elektronischen Signalverteilung. Aufgrund der Reihenschaltung von zwei PIN-Diodenschaltern beim KERAMIS-RSM resultiert eine deutlich höhere Einfügedämpfung. Die Isolationswerte von ≥ 70 dB gegenüber ≥ 60 dB des Dowkey-Systems sind ähnlich gut.

	KERAMIS RSM		Agilent 8710		Dowkey
	4×4 LTCC	inkl. Gehäuse und Ansteuerung	SP4T	4×4 RSM inkl. Kabel	4×4 RSM
Masse [g]	10	360	230	2.500	/
Volumen [cm^3]	3	338	188	6.700	410
Einfügedämpfung [dB]	4,5	6	0,6	3,2	0,8

Tabelle 6.8.: Vergleich typischer Eigenschaften der Schaltmatrizen, die auf PIN-Dioden oder Koaxialschaltern basieren und deren grundlegende Schaltelemente für eine exemplarische Konstellation nach Abb. 6.10 und 6.12. Der Betrag der Einfügedämpfung bei 20 GHz beträgt zwischen 3,2 und 6 dB für die 4×4 Matrix während die Isolation der jeweiligen Komponenten und Systeme über 70 dB liegt.

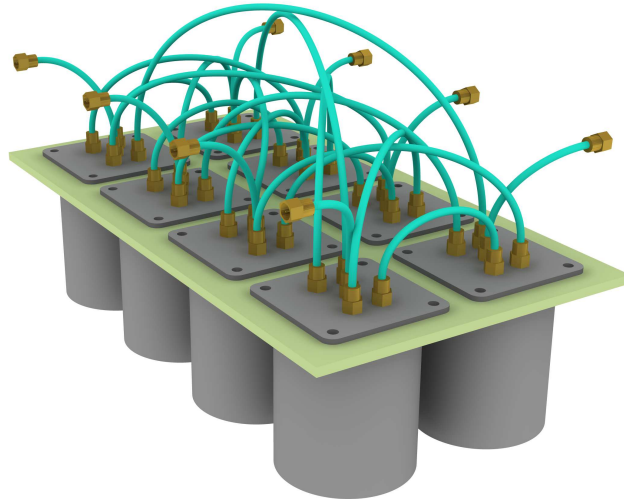


Abbildung 6.12.: Verwendung von acht koaxialen Schaltern und Kabeln um eine 4×4 Schaltmatrix zu realisieren. Die Abmessungen ergeben sich aus den Koaxialschaltern und das zusätzliche Volumen für die Verbindung der Elemente.

Verglichen mit koaxialschalterbasierten Lösungen skaliert diese Herangehensweise mit zunehmender Komplexität deutlich besser. Vorteile elektromechanischer Schalter ergeben sich aufgrund der geringeren Einfügedämpfung, hoher Linearität, höherer Leistungsverträglichkeit und im bistabilen Fall einer fehlertoleranten Beibehaltung des Schaltzustands ohne Versorgungsspannung [186]. Im Gegenzug bieten die Halbleiterschalter allgemein (mit Ausnahme von MEMS) wesentlich höhere Schaltgeschwindigkeiten, eine nahezu unbegrenzte Anzahl von Schaltvorgängen und höhere Komplexitäten aufgrund der potentiellen Miniaturisierung.

6.3.2. Schaltertechnologien

Im Rahmen dieser Arbeit wurden SP4T-PIN-Diodenschalter verwendet um das 4×4 Schaltmatrixmodul aufzubauen. Optimierungspotential besteht wesentlich im Ersetzen dieser Schalter durch alternative Bauteile und potentiell anderer Schaltertechnologien. Im Folgenden werden verschiedene Ansätze vorgestellt, die eine Orientierung für mögliche anknüpfende Arbeiten liefern sollen.

Die Schaltgeschwindigkeiten sind jedoch deutlich geringer verglichen mit Halbleiterschaltern, so dass im folgenden Abschnitt solche Schaltertechnologien beschrieben werden, die für eine direkte Adaptierung der vorgestellten Ansätze verwendet werden können. Durch eine Verbesserung der elektrischen Eigenschaft der Einzelschalter kann eine deutlich verbessertes Systemverhalten erreicht werden. Die typischen Eigenschaften werden daher qualitativ verglichen und erste Abschätzungen zum Systemverhalten abgeleitet.

Mikro-Elektromechanische Systeme (MEMS) können für Schalter eingesetzt werden und basieren vorwiegend auf der mechanischen Bewegung eines Balkens, dessen Position

über ein elektrisches Feld verändert werden kann. Die Kontakte werden galvanisch oder kapazitiv miteinander verbunden und verschiedene Prozesse und Materialien können eingesetzt werden, um die elektrischen Eigenschaften zu verbessern und gleichzeitig eine hohe Zuverlässigkeit/Lebensdauer sicherzustellen. Dieser oft kontrovers diskutierte ursprüngliche Nachteil ([187]) wurde teilweise überwunden. In [188] wird von Schaltern berichtet, die auch nach 100 Mrd. Schaltzyklen noch funktionieren.

Allgemein kann durch den Einsatz von MEMS eine Reduzierung der Verlustleistung und Einfügedämpfung erreicht werden. Dies begünstigt die Nutzung solcher Schaltelemente in komplexen Schaltersystemen und ermöglicht Einzelschalter-ICs hoher Komplexität, beispielsweise SP6T, sowie hochintegrierte Systeme [34, 189]. Der Einsatz von MEMS limitiert jedoch aufgrund der mechanischen Bewegung die Schaltgeschwindigkeit und je nach Technologie potentiell die Lebensdauer der Module. Vor allem die Hermetisierung ist kritisch und kann nicht einfach durch ein hermetisches LTCC-Modul erfolgen.

Eine allgemeine Beschreibung eines typischen MEMS-Herstellungsprozesses wird in [190] und [191] gegeben. Beispiele für aktuelle MEMS-Schalter und deren Anwendung finden sich in [192], wo ein optimierter kapazitiver MEMS-Schalter vorgestellt wird, der bei 2 GHz eine Einfügedämpfung von 0,1 dB und eine Isolation von 45 dB aufweist. Ein SPDT-Schalter mit $S_{21} \leq 0,3$ dB und Isolationswerten von 15 dB wurde in [193] durch die Kombination von vier SPST-Schaltern entworfen, der Isolationswerte von 50 dB erreicht. Bereits 1988 wurde von der NASA ein Ausblick auf technologische Trends veröffentlicht, der die zunehmende Verwendung von integrierten Schaltkreisen im Ku- und Ka-Band basierend auf GaAs beschreibt [194] und auch die Einbindung von optischen Schnittstellen motiviert. 1978 wurde eine 8×8 Schaltmatrix für Frequenzen um 4 GHz mit GaAs-FET-Schaltern vorgestellt. Dabei ergaben sich bei einer typischen Einfügedämpfung von 10 dB Isolationswerte von etwa 50 dB bei einer Leistungsaufnahme von 16 mW [195].

In [196] wird eine Schaltmatrix vorgestellt, die auf einem integrierten Schaltkreis mit HEMT-Schaltern basiert und für Anwendungen bei 3 GHz genutzt werden kann. Für die Einfügedämpfung werden Werte von 2 dB pro Schalter angegeben. Durch die Verwendung der Leistungsteiler ergibt sich für die Matrix in 4×4 Konfiguration eine Einfügedämpfung $S_{21} \geq 14$ dB. Auf die Tauglichkeit der Schalter für Raumfahrtanwendungen wird nicht eingegangen. Ein ähnlicher Ansatz wird in [197] verfolgt. Beides ist aufgrund der hohen Einfügedämpfung nicht geeignet, die bisher verwendeten PIN-Diodenschalter zu ersetzen.

Ein sehr breitbandiger SPDT-FET-Schalter für Signale von Gleichspannung bis 135 GHz mit einer Einfügedämpfung von etwa 5 dB wurde in [198] vorgestellt. Die dabei resultierende Isolation beträgt trotz der Vielzahl von 14 Schaltelementen lediglich 23 dB für den Frequenzbereich 20-110 GHz. Dieses Schaltelement würde die Erschließung höherer Frequenzen, beispielsweise das Q- und V-Band, ermöglichen.

Alternative SPDT-PIN-Diodenschalter, die über einen großen nutzbaren Frequenzbereich bis 30 GHz verfügen und gute Isolationswerte von 45 dB aufweisen, werden in [199] beschrieben. Die Einfügedämpfung beträgt etwa 1 dB.

Als wesentliche Einflussgröße sind neben den Eigenschaften der integrierten Schaltkreise generell auch die Schnittstellen zum Trägersubstrat anzusehen, bei denen vor allem Ansätze mit Flip-Chip-Montage zu einem breitbandigen Verhalten führen können.

In [200] werden Schalter basierend auf den verwendeten Schaltertechnologien MEMS, FET und PIN-Dioden miteinander verglichen.

6.3.3. On-Board Processing

Ein wesentlicher Vorteil einer rekonfigurierbaren Schaltmatrix, die auf Halbleiterschaltern basiert, ist neben der Miniaturisierung deren kurze Schaltzeit. Die Nutzung dieser Eigenschaft kann beispielsweise für das schnelle Verteilen von Signalen auf verschiedene Antennen genutzt werden. Diese Form der aktiven Signalverteilung auf einem Satelliten wird beispielsweise mit einem SS-TDMA-Ansatz verfolgt. Verschiedene Literaturquellen zur zugehörigen Signalverteilung und generellen Signalverarbeitung innerhalb des Satelliten sind verfügbar und werden hier kurz aufgelistet. Eine entsprechende Adaptierung der Konzepte an den gewünschten Frequenzbereich und die Anpassung der verfügbaren KERAMIS-Schaltmatrix bilden mögliche Anknüpfungspunkte an die vorliegende Arbeit. Die erfolgreiche Umsetzung eines SS-TDMA-Konzepts konnte in [201–203] demonstriert werden, auch wenn die Schaltmatrizen dazu auf einer Zwischenfrequenzebene eingesetzt wurden. Die dazu notwendige zweite Frequenzumsetzung kann bei Verwendung der KERAMIS-Schaltmatrix entfallen, da die Signalverteilung direkt auf der Downlink-Frequenzebene erfolgen kann.

Als Demonstration der technischen Umsetzung solcher Ideen kann auf den ACTS-Satelliten verwiesen werden, der eine Datenübertragung im Ka-Band ermöglicht und darüber hinaus eine aktive Signalverteilung an verschiedene Bereiche einer Spot-Beam Antenne erlaubt (siehe Abb. 6.13). Dabei können insgesamt 51 Spots genutzt werden, wobei auch hierbei die Mikrowellenschaltmatrix auf einer Zwischenfrequenz arbeitet. Die Informationen über die einzustellende Konfiguration kann aus der Basisbandverarbeitung abgeleitet werden.

Eine mögliche Realisierung einer Signalverarbeitung auf einer Zwischenfrequenz wird in [205] beschrieben. Eine ausführliche Betrachtung einer Schaltmatrix als Teil eines On-Board-Processing-Systems findet sich in [206]. Dabei stand die Weiterentwicklung des Intelsat Satelliten durch die Integration von TDMA- und FDMA-Verfahren im Vordergrund. In [207] wird ein Beam-Hopping-Verfahren mit On-board-Processing-Eigenschaften und Schwerpunkt digitaler Signalverarbeitung beschrieben, während [208] die Möglichkeiten einer Schnittstelle zwischen dem Hochfrequenzsignal und dem digitalen Empfänger beschreibt und auf die Möglichkeit eingeht, dies nach einer Digitalisierung der Signale in Software umzusetzen. [209] beschreibt die Grundlagen eines Systems zur Verarbeitung von Daten, indem diese demoduliert, dekodiert und je nach Aufbau gepuffert werden. Eine Konkretisierung dieses Konzepts findet sich in [210], ähnliche Ansätze in [211].

Bislang stand die Datenvermittlung über einen Satelliten im Mittelpunkt der Betrachtungen. Durch die Verfügbarkeit von strahlungsfesten digitalen Signalverarbeitungskomponenten können direkte Datenverarbeitungsschritte durchgeführt werden. Beispielsweise konnte durch den Einsatz von On-Board-Processing die Datenraten des CubeSat (im Rahmen von COVE) von 95 MB/s auf 0,45 MB/s reduziert werden. Dadurch reduzierte sich die zu übertragende Datenmenge deutlich und minimierte Einschränkungen bzgl.

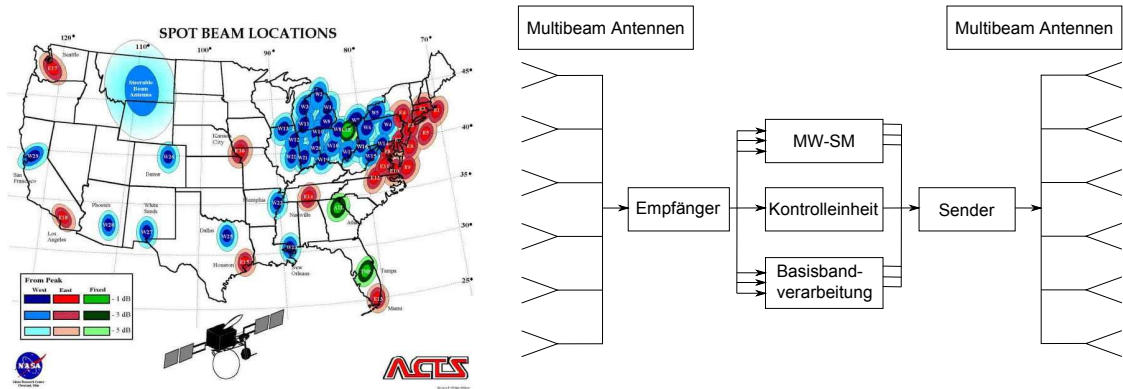


Abbildung 6.13.: Beispiel für den Einsatz von Spot-Beam-Antennen für die lokale Signalversorgung und die Möglichkeit gezielter Datenvermittlung zwischen den jeweiligen Sende- und Empfangszonen (nach [204]). Der rechte Teil zeigt den schematischen Aufbau des Satelliten mit der Mikrowellenschaltmatrix, der Basisbandverarbeitung und Kontrolleinheit zwischen den beiden Empfänger- und Senderblöcken. Eine rekonfigurierbare Verbindung zwischen den Empfangs- und Sendeantennen ist so möglich.

der Auflösung bzw. Operationszeiten aufgrund unzureichender Datenraten bei der Übertragung zur Bodenstation [212].

In [213] wird die Verwendung von FPGAs beschrieben, die eine Verarbeitung der Daten übernehmen, um Anwendungen in geostationären Orbits und Deep-Space-Missionen (z.B. Mars Mission) zu erschließen. Dabei stehen Prinzipien für die Vermeidung von einzelnen Bitfehlern (SEU, SEL, etc.) und die Datenreduktion im Vordergrund der Betrachtung. Ausgehend von einer Fehlerrate von einem Fehler pro Woche, konnte durch neue FPGAs eine Verbesserung (Faktor 10) erreicht werden. Zusätzlich kann durch den Einsatz von Triple-Modular-Redundancy (TRM) und Re-Programmierung des FPGAs ein sicherer Betrieb über eine deutlich längere Missionsdauer gewährleistet werden.

Basierend auf den genannten Quellen zeichnen sich Tendenzen in zwei wesentliche Richtungen ab. Erstens kann die Verbesserung der HF-Eigenschaften nur erfolgen, wenn die eingesetzten Schalter ersetzt werden. Dabei stehen alternative Technologien wie MEMS und FET zur Verfügung. Dadurch können die wesentlichen Limitierungen der aktuellen Umsetzung, die Verlustleistung und die relativ hohe Einfügedämpfung, adressiert werden, und gleichzeitig werden durch den Einsatz alternativer Bauteile potentiell höhere Frequenzbänder erschlossen, die für zunehmenden Bandbreitenbedarf unersetzlich sind. Der zweite wesentliche Trend liegt in der Steigerung des Anteils von Signalverarbeitung innerhalb des Satelliten um beispielsweise Fehlerkorrekturen vornehmen zu können, Signale aktiv zu verteilen etc. Dazu ist eine Abkehr von transparenten Transpondern und damit die Dekodierung und Verarbeitung der Datenströme notwendig. Gleichzeitig kann durch die Verwendung von Schaltmatrizen auf HF-Ebene ohne Umsetzen auf eine Zwischenfrequenz ein effektiverer Systementwurf erfolgen.

7. Zusammenfassung und Ausblick

Die LTCC-Technologie ermöglicht kompakte Module hoher Funktionsdichte durch die große Anzahl unabhängig voneinander strukturierbarer Lagen. In hermetisch dichten Gehäusen können ungehäuste ICs eingesetzt werden, und so ein hoher Grad an Flexibilität erreicht werden. Aufgrund der geringen Verluste bei Mikrowellenfrequenzen eignet sich das Substrat für die Realisierung passiver Strukturen auf inneren Lagen und so kompakter Abmessungen. Verglichen mit ASICs ergeben sich daher bei geringen Stückzahlen Kostenvorteile und eine größere Flexibilität.

Aufbauend auf dieser Technologie wurde in einem Vorgängerprojekt eine 4×4 Schaltmatrix für das Ka-Band (Downlink) entwickelt. Die Technologie und die sich daraus ergebenden Randbedingungen für den Entwurf von Mikrowellenkomponenten standen im Vordergrund der Betrachtungen von Kapitel 2. Diese bekannten Grundlagen wurden um für die Arbeit wichtige Verfahren erweitert, welche auf die Bestimmung der Materialparameter, das automatische Erfassen der hergestellten Geometrien mit optischer Profilometrie sowie auf den robusten Entwurf abzielen. Letzterer dient der Berücksichtigung typischer Größenabweichungen hergestellter metallischer Strukturen und deren Berücksichtigung im Entwurfsprozess, um eine hohe Ausbeute der produzierten Schaltungen zu ermöglichen. Die Kontaktierung integrierter Schaltkreise erfordert teilweise unterschiedliche Leitungstypen, so dass eine Verbindung dieser an verschiedenen Stellen der Aufbauten notwendig ist. Unterschiedliche Lösungsansätze eines Übergangs zwischen Mikrostreifenleitung und Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung werden vorgestellt und miteinander verglichen. Eine wesentliche Randbedingung stellt die Nutzung der Komponenten in Satellitensystemen dar, so dass auf die grundlegenden Einflussgrößen eingegangen wurde. Dies betrifft vor allem die mit dem Start verbundenen mechanischen Belastungen und die mit dem Betrieb zusammenhängenden thermischen Beanspruchungen der Aufbauten durch die wiederkehrenden Temperaturwechsel.

Der Nachweis der Raumfahrttauglichkeit der keramischen Mehrlagentechnologie in Kombination mit einer optimierten Aufbau- und Verbindungstechnik erforderte die Definition eines Systems, welches Rückschlüsse auf die erfolgreiche Funktion während der Satellitenmission ermöglicht. Um die Kernkomponente Schaltmatrix wurden notwendige Komponenten wie VCO-Module, Diodentreiber, Leistungsdetektoren und weiterer Schaltungskomponenten entworfen und ergänzt. Dadurch entstand ein Experiment, welches über eine digitale Schnittstelle konfiguriert werden kann und automatisch Messwerte aufnimmt, die eine Bewertung der Funktionalität ermöglichen. In Kapitel 3 wurden die Konzepte und LTCC-Module und deren Eigenschaften vorgestellt. Die Montage der Module erfolgt auf einer gemeinsamen Trägerplatine, die durch Verwendung eines mehrlagigen Polymer-

substrats eine elektrische Verbindung zwischen den Modulen ermöglicht. Wesentlich ist dabei die robuste Aufbau- und Verbindungstechnik. Um die keramischen Module auf einer metallischen Trägerplatte montieren zu können, wurde ein Verdrahtungsträger eingebunden.

Diese wichtige Schnittstelle wurde ausführlich in Kapitel 4 untersucht. Ausgehend von ersten Technologiemustern zeigte sich, dass vor allem die Schockbelastung zu einer Rissbildung führen kann und somit die Funktion des Moduls ausfällt. Damit die daran anschließenden Tests erfolgreich durchlaufen werden konnten, wurden zusätzliche Varianten betrachtet und ebenfalls den Schocktests ausgesetzt. Die daraus hervorgehenden optimierten Aufbauten bildeten die Grundlage der TM2, EQM und PFM-Tests, die keine weiteren Ausfälle aufwiesen. Für eine quantitative Bewertung der unterschiedlichen Aufbauvarianten wurden numerische Berechnungen durchgeführt und die maximal auftretende mechanische Vergleichsspannung berechnet. Es zeigte sich eine gute qualitative Übereinstimmung mit den experimentell gewonnenen Ergebnissen. Aufbauend auf den Simulationsmodellen können einfach Vorhersagen über das Verhalten alternativer Konfigurationen getroffen werden. Generell hat sich gezeigt, dass die Verwendung eines Kovarrahmens sowie die Montage eines Deckels sich negativ auf die mechanische Zuverlässigkeit auswirken. Das direkte Kleben der keramischen Module auf den Verdrahtungsträger sowie die Verwendung eines Kovardeckels als Ersatz für den keramischen Deckel der ersten Testmodule reduzierten die mechanischen Spannungen unter den geforderten Randbedingungen weitestgehend. Die Wahl von Kovar als Trägermaterial und die Miniaturisierung der Schaltmatrix haben weiterhin zu einer Verbesserung beigetragen. Die EQM/PFM-Umwelttests wurden erfolgreich durchlaufen und damit die geforderten Eigenschaften für den Mitflug auf dem Satelliten Technologieerprobungsträger 1 (TET-1) nachgewiesen.

In Kapitel 5 wurden die Ansteuerung des Experiments, die unterschiedlichen Betriebsmodi, Konfigurationen und Abläufe vorgestellt. Diese bilden die Grundlage der automatischen Messdatenerfassung während der Satellitenmission. Auf die dazu notwendige Software für das Experiment sowie das Nutzlastversorgungssystem wurde eingegangen. Der Funktionstest dieser Schnittstellen wurde erfolgreich erbracht und die dabei verwendeten Laboraufbauten beschrieben. Zusätzlich wurden zur Verbesserung der Auswertbarkeit Kalibriermessungen aller Module in einer evakuierbaren Waferprobermesskammer durchgeführt und so deren Verhalten in Abhängigkeit einer Vielzahl von Einflussfaktoren betrachtet und auszugsweise dargestellt. Nach dem erfolgreichen Start des Satelliten werden nach einem variablen Missionsplan während aktiver Betriebszeiten kontinuierlich Messdaten aufgenommen, die nach Übertragung zu einer Bodenstation des DLR den Nutzlastbeistellern zur Verfügung gestellt werden. Die Auswertung dieses umfangreichen Datenbestands basiert auf dem Sortieren, der Korrektur und dem Vergleich der Messdaten der untersuchten Konfigurationen mit Referenzmessungen in einem speziellen Auswertprogramm. Bislang konnte keine Degradation der Eigenschaften festgestellt werden, so dass sich die eingesetzte KERAMIS-Technologie als zuverlässig erwiesen hat.

Aufbauend auf dem vorgestellten 4×4 Schaltmatrixmodul wurden in Kapitel 6 Konzepte vorgestellt, die eine Realisierung komplexerer Systeme ermöglichen. Die Topologien wurden beschrieben und deren unterschiedlichen Eigenschaften diskutiert. Die modulare Verwendung des 4×4 Entwurfs wurde anhand einer 8×8 und 16×16 Schaltmatrix beschrieben. Dazu wurden Computerprogramme entwickelt, um alle möglichen Varianten zu untersuchen, und daraus Aussagen für das Verhalten im Fehlerfall abgeleitet. Die Untersuchung der Auswirkung von Teilausfällen ist essentiell für Anwendungsbereiche hoher Zuverlässigkeit. Zusätzliche Redundanzkonzepte wurden beschrieben und darauf aufbauende Anpassungen des Schaltmatrixmoduls vorgeschlagen. Ausblickend wurden Ideen zusammengestellt, die auf eine weitere Optimierung der elektrischen Eigenschaften abzielen, beispielsweise durch die Verwendung alternativer Schalterelemente, die Integration von Verstärkern als auch der Implementierung der unterschiedlichen Komponenten in einem integrierten Schaltkreis zur weiteren Reduzierung der äußeren Abmessungen. Die Miniaturisierung stellt eine wesentliche Verbesserung gegenüber konventionellen koaxial- und hohlleiterbasierten Lösungen dar und erschließt gleichzeitig neue Anwendungsfelder aufgrund kürzerer Schaltzeiten.

Die Ergebnisse dieser Arbeit bilden die Grundlage weiterführender Forschungstätigkeiten, die beispielsweise ein 4×4 Schaltmatrixmodul für geostationäre Anwendungen anstreben, welches durch Integration eines Redundanzsystems einen grundlegenden Betrieb auch ohne Versorgungsspannung sicherstellen soll. Weitere Forschungsaktivitäten adressieren die Nutzung hoher Schaltgeschwindigkeiten für die Signalverarbeitung an Bord des Satelliten, die Implementierung der spezifischen Anforderungen in einem spezifisch angepassten integrierten Schaltkreis, um damit die HF-Eigenschaften zu verbessern und die erforderlichen Modulabmessungen weiter reduzieren zu können.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden grundlegende Untersuchungen zur Analyse hergestellter keramischer Schaltungen mittels Kantendetektion entwickelt. Neben der genauen Kenntnis der Abmessungen ist die Kenntnis exakter Materialparameter essentiell. Um diese Daten auch bei einer hohen Anzahl von Proben und Resonanzstellen effektiv bereitzustellen, wurden Programme entwickelt, die eine automatisierte Messdatenerfassung erhöhter Auflösung ermöglichen. Abgesehen vom keramischen Schaltmatrixmodul wurden in der vorgelegten Dissertation die Aufbau- und Verbindungstechnik optimiert, Konzepte des Experiments erstellt, die Komponenten entwickelt und charakterisiert, die Software für Betrieb und Auswertung entwickelt und die erforderlichen Datenstrukturen geschaffen. Die Auswertung der OOV-Daten sowie die Betrachtung komplexerer Schaltmatrixsysteme schließen die Darstellungen mit einer Diskussion des Potentials und der Grenzen modularer Anwendungen.

Literaturverzeichnis

- [1] D. E. Koelle: "Specific transportation costs to GEO - past, present and future", *Acta Astronautica*, Band 53, 2003, Seiten 797–803.
- [2] J. F. Trabert: "Hybridintegrierte 4 x 4 Schaltmatrix für das Ka-Band: Breitbandige Mikrowellenschaltungen in kompakten Mehrlagenkeramik-Modulen für Satellitenapplikationen", Dissertation, Ilmenau: Technische Universität Ilmenau, 2010.
- [3] G. Klaus und M. Buhr: "Philosophisches Wörterbuch", 6. Auflage, Band 1, Leipzig: Bibliogr. Inst, 1969.
- [4] F. W. Gundlach, K. Lange und H. H. Meinke: "Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Grundlagen, Komponenten, Systeme", 5. Auflage, Band 1-3, Berlin: Springer, 1992.
- [5] D. M. Pozar: "Microwave Engineering", 4., Hoboken (NJ und USA): Wiley, 2012.
- [6] O. Zinke und H. Brunswig: "Hochfrequenztechnik 1: Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen", 6., Band 1, Springer Lehrbuch, Berlin: Springer, 2000.
- [7] O. Zinke und H. Brunswig: "Hochfrequenztechnik 2: Elektronik und Signalverarbeitung", 5., Band 2, Springer Lehrbuch, Berlin: Springer, 1999.
- [8] M. Kummer: "Grundlagen der Mikrowellentechnik", 2. Auflage, Verlag Technik, Berlin, 1989.
- [9] DuPont: "DP-951 Low Loss Green Tape™ Material System: Thick Film Composition", 2010, 23.03.2010 http://www2.dupont.com/MCM/en_US/assets/downloads/prodinfo/951LTCCGreenTape.pdf.
- [10] H. Schaumburg und T. Baiatu: "Keramik: Mit 63 Tabellen", Band 5, Werkstoffe und Bauelemente der Elektrotechnik, Stuttgart: Teubner, 1994.
- [11] Y. Imanaka: "Multilayered Low Temperature Cofired Ceramics (LTCC) Technology", New York (NY und USA): Springer, 2005.
- [12] F. Bechtold: "A Comprehensive Overview on Today's Ceramic Substrate Technologies", *Microelectronics and Packaging Conference (EMPC)*, 2009, Seiten 1–12.
- [13] J. Müller und C. Guichaoua: "Lumped and distributed element design for LTCC radio filters", *Proceedings of IMAPS Nordic Conference*, 2002, Seiten 1–6.
- [14] A.J. Piloto: "Integrated Passive Components: A Brief Overview of LTCC Surface Mount & Integral Options", *IMAPS Advancing Microelectronics Magazine* 26.5 (1999), Seiten 24–28.

- [15] J. P. Dougherty: “The NEMI Roadmap: Integrated Passives Technology and Economics”, *Proceedings of the Capacitor and Resistor Technology Symposium (CARTS)*, 2003.
- [16] T. Baras und A. F. Jacob: “Design and manufacturing reliability of passive components for LTCC millimeterwave hybrid circuits”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2007, Seiten 660–663.
- [17] H. Jantunen, T. Kangasvieri, J. Vähäkangas und S. Leppävuori: “Design aspects of microwave components with LTCC technique”, *Journal of the European Ceramic Society* 23.14 (2003), Seiten 2541–2548.
- [18] K. Yoshida, T. Shirasaki, S. Matsuzono und C. Makihara: “50 GHz Broadband SMT Package for Microwave Applications”, *Proceedings of the Electronic Components and Technology Conference*, 2001, Seiten 744–749.
- [19] W. Simon, R. Kulke, A. Wien, I. Wolff, S. Baker, R. Powell und M. Harrison: “Design of Passive Components for K-Band Communication Modules in LTCC Environment”, *International Journal for Microcircuits & Electronic Packaging* 23.1 (2000), Seiten 92–98.
- [20] Kyocera America: “KAI LTCC Division”, Internetpräsenz, 20.03.2012 <http://americas.kyocera.com/kai/semiparts/products/visabout.cfm>.
- [21] R. Holtzman: “Multilayer Technology Enables Miniaturization of Integrated Multi-function Modules”, *Microwave Journal* 54.2 (2011), Seiten 22–32.
- [22] L. J. Golonka: “Technology and applications of Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC) based sensors and microsystems”, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences* 54.2 (2006), Seiten 221–231.
- [23] T. Thelemann, H. Thust und M. Hintz: “Using LTCC for microsystems”, *Microelectronics International* 19.3 (2002), Seiten 19–23.
- [24] Y. Fournier, T. Maeder, G. Boutinard-Rouelle, A. Barras, N. Craquelin und P. Ryser: “Integrated LTCC Pressure/Flow/Temperature Multisensor for Compressed Air Diagnostics”, *Sensors* 10.12 (2010), Seiten 11156–11173.
- [25] M. J. Rosário, F. Le-Strat, P.-F. Alléaume, J. C. Vaz, J. Schroth, T. Müller und J. C. Freire: “Low Cost LTCC Filters for a 30GHz Satellite System”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2003, Seiten 817–820.
- [26] I. Wolff: “Design and Technology of Microwave and Millimeterwave LTCC Circuits and Systems”, *Proceedings of the International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, 2007, Seiten 505–512.
- [27] P. V. Ramana, H. Kuruveetil, B. L. S. Pong, K. Suzuki, T. Shioda, Tan Chee Wei, J. Chandrappan, Lim Teck Guan und C. T. W. Liang: “Bi-directional optical communication at 10 Gb/s on FR4 PCB using reflow solderable SMT transceiver”, *Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, 2008, Seiten 244–249.

- [28] Y. X. Guo, L. C. Ong, B. Luo, M. Y. W. Chia, C. Karppinen, K. Kautio, J.-T. Mäkinen und J. Ollila: “An LTCC optical transceiver for radio-over-fiber”, *European Microwave Conference (EuMC)*, Band 1, 2005, Seiten 1–3.
- [29] L. Pergola, R. Gindera, D. Jäger und R. Vahldieck: “An LTCC-Based Wireless Transceiver for Radio-Over-Fiber Applications”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)* 55.3 (2007), Seiten 579–587.
- [30] L. Alhoury: “Hybridintegrierte Patchantennen für kompakte Funksysteme bei 60 GHz”, Dissertation, Ilmenau: TU Ilmenau, 2008.
- [31] F. Wollenschläger, L. Alhoury, L. Xia, S. Rentsch, J. Müller, R. Stephan und M. A. Hein: “Measurement of a 60 GHz Antenna Array fed by a Planar Waveguide-to-Microstrip Transition Integrated in Low-Temperature Co-fired Ceramics”, *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2009, Seiten 1001–1005.
- [32] Min Miao, Xiaoqing Zhang, Yang Zhang, Shufang Xu, Lei Liang und Zhensong Li: “Design and simulation of THz filters embedded in LTCC multi-layer substrate”, *International Conference of Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC)*, 2011, Seiten 1–2.
- [33] M. Daneshmand und R. R. Mansour: “RF MEMS Satellite Switch Matrices”, *IEEE Microwave Magazine* 12.5 (2011), Seiten 92–109.
- [34] S. A. Figur, B. Schoenlinner, U. Prechtel, L. Vietzorreck und V. Ziegler: “Simplified 16×8 RF MEMS Switch Matrix for a GEO-Stationary Data Relay”, *German Microwave Conference (GeMiC)*, 2012, Seiten 1–4.
- [35] T. Kim, M. U. Faz und L. Vietzorreck: “Investigation and optimization of transitions in an LTCC based RF MEMS switching matrix for space applications”, *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2009, Seiten 988–991.
- [36] R. Kulke, G. Möllenbeck, C. Günner, P. Uhlig, M. Rittweger, S. Humbla, K.-H. Drüe, J. Müller, R. Stephan, D. Stöpel, J. F. Trabert, G. Vogt, M. A. Hein, T. Baras, A. F. Jacob, D. Schwanke, J. Pohlner, C. Kluge, A. Schwarz und G. Reppe: “Keramische Mikrowellschaltungen für die Satellitenkommunikation: Kapitel 8.9.1.1”, *DKG-Handbuch Keramische Werkstoffe*, herausgegeben von Deutsche Keramische Gesellschaft, 2008.
- [37] R. Kulke, G. Mollenbeck, C. Günner, P. Uhlig, K.-H. Drüe, S. Humbla, J. Müller, R. Stephan, D. Stöpel, J. F. Trabert, G. Vogt, M. A. Hein, A. Molke, T. Baras, A. Jacob, D. Schwanke, J. Pohlner, A. Schwarz und G. Reppe: “Ceramic Microwave Circuits for Satellite Communication”, *Journal of Microelectronics and Electronic Packaging (JMEP)* 6.1 (2009), Seiten 27–31.
- [38] A. Brokmeier: “LTCC-technology for miniaturised Ka-band frontends”, *European Microwave Conference (EuMC)*, Band 2, 2005, Seiten 631–634.
- [39] I. J. Bahl: “Broadband Power Detectors: Application Note”, *IEEE Microwave Magazine*, Band 8, 2007, Seiten 82–86.

- [40] T. Baras, J. Mueller und A. F. Jacob: “K-band LTCC star mixer with broadband IF output network”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)* 55.12 (2007), Seiten 2766–2772.
- [41] J. H. Lee, G. DeJean, S. Sarkar, S. Pinel, K. Lim, J. Papapolymerou, J. Laskar und M. M. Tentzeris: “Highly. integrated millimeter-wave passive components using 3-D LTCC system-on-package (SOP) technology”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)* 53.6 (2005), Seiten 2220–2229.
- [42] D. V. Kholodnyak, Y. A. Kolmakov, A. V. Simin, I. B. Vendik, J. F. Trabert, J. Müller, K.-H. Drüe und M. A. Hein: “Bandpass Filters for Ka-Band Satellite Communication Applications Based on LTCC”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2008.
- [43] M. Höft und T. Shimamura: “Design of Symmetric Trisection Filters for Compact Low-Temperature Co-Fired Ceramic Realization”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)* 58.1 (2010), Seiten 165–175.
- [44] R. Kulke, C. Günner, S. Holzwarth, J. Kassner, A. Lauer, M. Rittweger, P. Uhlig und P. Weigand: “24 GHz radar sensor integrates patch antenna and frontend module in single multilayer LTCC substrate”, *European Microelectronics Packaging Conference (EMPC)*, 2005, Seiten 239–242.
- [45] K.-H. Drüe, M. Hintz, J. Müller, R. Perrone und S. Rentsch: “Standard- and Non-Standard Applications of LTCC-Developments and Progresses”, *International Conference of IMAPS Poland Chapter*, 2005, Seiten 69–74.
- [46] S. Humbla, K.-H. Drüe, R. Stephan, D. Stöpel, J. F. Trabert, G. Vogt und M. A. Hein: “Qualification of a compact Ka-Band Switch Matrix for On-Orbit-Verification”, *German Microwave Conference (GeMiC)*, 2008, Seiten 1–4.
- [47] Li Jianhui, Dong Zhaowen und Yang Bangchao: “The Technique Research on LTCC 3D-MCM”, *International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT)*, 2006, Seiten 1–4.
- [48] DuPont: “DP-943 Green Tape\™ Material System”, 2010, 23.02.2010 http://www2.dupont.com/MCM/en_US/assets/downloads/prodinfo/943LowLossTape.pdf.
- [49] DuPont: “DP-9K7 Green Tape\™ Material System”, 2010, 23.02.2010 http://www2.dupont.com/MCM/en_US/assets/downloads/prodinfo/9K7.pdf.
- [50] G. Vogt, S. Humbla, J. Müller, R. Stephan, D. Stöpel, J. F. Trabert und M. A. Hein: “Material adaptation and optimisation of passive Ka-band multilayer circuit designs using an efficient modular design strategy”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2010, Seiten 1627–1630.
- [51] S. Rentsch: “Bestimmung von Materialkennwerten zur Realisierung von Hoch- und Höchstfrequenzkomponenten in LTCC”, Dissertation, Ilmenau: Technische Universität Ilmenau, 2011.

- [52] F. D. Barlow und A. Elshabini: “Ceramic Interconnect Technology Handbook”, Boca Raton (FL und USA): CRC Press, 2007.
- [53] J. Müller: “Entwurf, Herstellung und HF-Charakterisierung gedruckter passiver Bauelemente und Strukturen in LTCC”, Dissertation, Ilmenau: TU Ilmenau, 1997.
- [54] T. Rabe und W. A. Schiller: “Zero Shrinkage of LTCC by Self-Constrained Sintering”, *International Journal of Applied Ceramic Technology*, Band 5, 2005, Seiten 374–382.
- [55] M. Gemeinert: “Über LTCC-Werkstoffe aus dem Stoffsystem $\text{CaO-La}_2\text{O}_3\text{-Al}_2\text{O}_3\text{-B}_2\text{O}_3$ ”, Dissertation, TU Freiberg, 2009.
- [56] T. Rabe, C. Glitzky, H. Naghib-Zadeh, G. Oder und M. Eberstein: “Silver in LTCC - Interfacial Reactions, Transport Processes and Influence on Properties of Ceramics”, *Ceramic Interconnect and Ceramic Microsystems Technologies Conference (CICMT)*, 2009, Seiten 85–93.
- [57] K.-H. Drüe, M. Hein, J. Müller, R. Perrone, S. Rentsch, R. Stephan und J. F. Traibert: “LTCC multilayer technology enables very compact 20 GHz switch unit for space applications”, *European Microelectronics Packaging Conference (EMPC)*, 2007, Seiten 500–504.
- [58] M. Höft, M. Tamura und T. Ishizaki: “Self-Compensation of Alignment Tolerances for Series Capacitors in LTCC Filters with Stepped Impedance Resonators”, *German Microwave Conference (GeMiC)* (2008), Seiten 442–445.
- [59] D. Schwanke, J. Pohlner, A. Wonisch, T. Kraft und J. Geng: “Enhancement of Fine Line Print Resolution due to Coating of Screen Fabrics”, *Journal of Microelectronics and Electronic Packaging (JMEP)* 6 (2009), Seiten 13–19.
- [60] P. W. J. Barnwell: “Fabrication of Low Cost Microwave Circuits and Structures using an advanced Thick Film Technology”, *IEMT/IMC Symposium*, 1998, Seiten 327–332.
- [61] J. P. Ramy, M. T. Cotte, J. Le Rouzic und N. Pedrono: “New materials for hybrid circuits: Organometallic compounds”, *Electronics Manufacturing Technology Symposium*, 1990.
- [62] D. Stöpel, K.-H. Drüe, S. Humbla, M. Mach, G. Reppe, A. Rebs, M. Hein, T. Mache, G. Vogt und J. Müller: “Fine-Line Structuring of Microwave Components on LTCC Substrates”, *Electronic System-Integration Technology Conference (ESTC)*, 2010, Seiten 1–6.
- [63] D. Stöpel, K.-H. Drüe, S. Humbla, M. Mach, T. Mache, A. Rebs, G. Reppe, G. Vogt, M. Hein und J. Müller: “Fineline-Strukturierung auf LTCCSubstraten für HF-Komponenten”, *Deutsche IMAPS-Konferenz* (2010).
- [64] B. Anderson, S. Horio, K. Kobayashi und N. Tamada: “Thin-Film Fine-Pattern Technology for LTCC Multilayer Substrates”, *Electronic Components and Technology Conference*, 2007, Seiten 59–64.

- [65] J. Müller, R. Perrone, K.-H. Drüe, R. Stephan, J. F. Trabert, M. A. Hein, D. Schwanke, J. Pohlner, G. Reppe, R. Kulke, P. Uhlig, A. F. Jacob, T. Baras und A. Molke: “Comparison of High-Resolution Patterning Technologies for LTCC Microwave Circuits”, *Journal of Microelectronics and Electronic Packaging (JMEP)* 4.3 (2007), Seiten 99–104.
- [66] M. P. O’Neill, P. G. Barnwell, S. S. Scrantom und G. J. Gravier: “High density MCM-C utilizing tape dielectric and photopatterning processes”, *International Conference on Multichip Modules and High Density Packaging*, 1998, Seiten 466–473.
- [67] Heraeus: “Gold Resinate Paste / DPIS RP Au 110410”, Development Product Information Sheet, 26.08.2011 http://heraeus-thickfilm.com/media/webmedia_local/media/datasheets/resinates/RP_Au_110410-15pct_en.pdf.
- [68] D. Nair, K. E. Sounders, K. M. Nair, M. F. McCombs, J. M. Parisi und B. Thrasher: “DuPontTM GreenTapeTM 9K7: low temperature co-fired ceramic material system for RF/Microwave Packaging Applications”, White paper, 2009.
- [69] K. Nitzsche: “Schichtmeßtechnik”, 1. Auflage, Vogel-Fachbuch, Würzburg: Vogel, 1996.
- [70] R. Danzl, F. Helmlí und S. Scherer: “Focus Variation – a new Technology for High Resolution Optical 3D Surface Metrology”, *International Conference of the Slovenian Society for Non-Destructive Testing*, 2009.
- [71] The MathWorks Inc.: “Image Processing Toolbox \TTra: User’s Guide”, Version 8.0 2012a.
- [72] R. C. Gonzalez, S. L. Eddins und R. E. Woods: “Digital Image Processing Using MATLAB”, 2. Auflage, Gatesmark Pub, 2009.
- [73] J. Canny: “A Computational Approach to Edge Detection”, *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence* 8.6 (1986), Seiten 679–698.
- [74] A. Rosenfeld: “Picture Processing by Computer”, *ACM Comput. Surv.* 1.3 (1969), Seiten 147–176.
- [75] D. Duan, M. Xie, Q. Mo, Z. Han und Y. Wan: “An improved Hough transform for line detection”, *International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM)*, Band 2, 2010, Seiten 354–357.
- [76] R. O. Duda und P. E. Hart: “Use of the Hough transformation to detect lines and curves in pictures”, *Communications of the ACM* 15.1 (1972), Seiten 11–15.
- [77] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic und J. Krupka: “Measurements of Coaxial Dielectric Samples Employing Both Transmission/Reflection and Resonant Techniques to Enhance Air-Gap Corrections”, *International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 2006, Seiten 1093–1096.
- [78] B. Dziurdzia, J. Krupka und W. Gregorczyk: “Characterization of Thick-Film Dielectric at Microwave Frequencies”, *International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications (MIKON)*, 2006, Seiten 361–364.

- [79] J. Krupka, R. G. Geyer, J. Baker-Jarvis und J. Ceremuga: “Measurements of the complex permittivity of microwave circuit board substrates using split dielectric resonator and reentrant cavity techniques”, *International Conference on Dielectric Materials, Measurements and Applications*, 1996, Seiten 21–24.
- [80] M. V. Jacob, J. Krupka, J. Mazierska und M. Bialkowski: “Temperature dependence of complex permittivity of planar microwave materials”, *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2006, Seiten 1453–1456.
- [81] D. C. Thompson, O. Tantot, H. Jallageas, G. E. Ponchak, M. M. Tentzeris und J. Papapolymerou: “Characterization of liquid crystal polymer (LCP) material and transmission lines on LCP substrates from 30 to 110 GHz”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)* 52.4 (2004), Seiten 1343–1352.
- [82] S. Humbla, S. Rentsch, R. Stephan, D. Stöpel, J. F. Trabert, G. Vogt und M. A. Hein: “Measured Frequency Dependent Complex Permittivity of Low Temperature Co-Fired Ceramic Microwave Modules”, *Microwave Materials and their Applications (MMA)*, 2010.
- [83] Micro Systems Engineering GmbH: “Internetpräsenz”, 09.03.2011 <http://www.mse-microelectronics.de>.
- [84] P. Troughton: “Measurement techniques in microstrip”, *Electronics Letters* 5.2 (1969), Seiten 25–26.
- [85] R. Hopkins: “The Microstrip Ring Resonator for Characterising Microwave Materials”, Dissertation, Surrey (Großbritannien): University of Surrey, 2006.
- [86] C. Free, Z. Tian und P. Barnwell: “Substrate characterization: simulation and measurement at high microwave frequencies”, *Microelectronics International* 18.1 (2001), Seiten 32–34.
- [87] F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, R. Marques und M. Sorolla: “Coplanar waveguide structures loaded with split-ring resonators”, *Microwave and Optical Technology Letters* 40.1 (2004), Seiten 3–6.
- [88] J. F. Trabert, S. Humbla, J. Müller, S. Rentsch, D. Stöpel, G. Vogt und M. A. Hein: “Microwave Properties of Low Temperature Co-fired Ceramics for Satellite Communications and Ultra-Wideband Technologies”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2010, Seiten 397–400.
- [89] QWED Sp. z o.o.: “Split post dielectric resonators (SPDR)”, Internetpräsenz, 18.02.2013 http://www.qwed.com.pl/resonators_spdr.html.
- [90] J. Krupka, K. Derzakowski, M. D. Janezic und J. Baker-Jarvis: “te01d Dielectric-Resonator Technique for Precise Measurements of the Complex Permittivity of Lossy Liquids at Frequencies Below 1 GHz”, *Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest*, 2004, Seiten 469–470.

- [91] B. L. Givot, J. Krupka und K. Derzakowski: “Split-post dielectric resonator for complex permittivity measurements at 20-25 GHz”, *International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, Band 2, 2002, 401–403 vol.2.
- [92] QWED Sp. z o.o.: “Split Post Dielectric Resonator: Measurement procedure for single/double dielectric post measurements of garnet substrates”, herausgegeben von QWED Sp. z o.o., Nutzerhandbuch, 2009.
- [93] T. Itoh: “Overview of quasi-planar transmission lines”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)* 37.2 (1989), Seiten 275–280.
- [94] M. Henry, C. E. Free, Q. Reynolds, S. Malkmus und J. Wood: “Electrical Characterization of LTCC Coplanar Lines up to 110 GHz”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2006, Seiten 925–928.
- [95] T. Mandviwala, B. Lail und G. Boreman: “Coplanar striplines for THz frequencies: design, fabrication and measurements”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Band 1, 2005, Seiten 284–287.
- [96] R. Kulke, W. Simon, C. Günner, G. Möllenbeck, D. Köther und M. Rittweger: “RF-Benchmark up to 40 GHz for various LTCC Low Loss Tapes”, *IMAPS-Nordic*, 2002, Seiten 97–102.
- [97] J. F. Trabert und M. A. Hein: “Impedanzkontrolliertes koplanares Wellenleitersystem zur dreidimensionalen Verteilung von Signalen hoher Bandbreite”, 10-2007-028-799.4, 2008.
- [98] J. P. Raskin, G. Gauthier, L. P. Katehi und G. M. Rebeiz: “Mode conversion at GCPW-to-microstrip-line transitions”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)* 48.1 (2000), Seiten 158–161.
- [99] G. Z. Zheng, J. Papapolymerou und M. A. Tentzeris: “Wideband coplanar waveguide RF probe pad to microstrip transitions without via holes”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 13.12 (2003), Seiten 544–546.
- [100] E. Hammerstad und O. Jensen: “Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* (1980), Seiten 407–409.
- [101] A. Gopinath: “Losses in Coplanar Waveguides”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)* 30.7 (1982), Seiten 1101–1104.
- [102] M. Kirschning und R. H. Jansen: “Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetre-wave frequencies”, *Electronics Letters* 18.6 (1982), Seiten 272–273.
- [103] G. Ghione und M. Goano: “The Influence of Ground-Plane Width on the Ohmic Losses of Coplanar Waveguides with Finite Lateral Ground Planes”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)* 45.9 (1997), Seiten 1640–1642.

- [104] C.-C. Tsai, Y.-S. Cheng, T.-Y. Huang, Y. A. Hsu und R.-B. Wu: “Design of Microstrip-to-Microstrip Via Transition in Multilayered LTCC for Frequencies up to 67 GHz”, *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* 1.4 (2011), Seiten 595–601.
- [105] D. Kholodnyak, P. Kapitanova, I. Vendik, S. Humbla, R. Perrone, J. Müller und M. A. Hein: “Novel Wilkinson-Type Power Dividers Based on Metamaterial Transmission Lines”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2008, Seiten 341–344.
- [106] P. Kapitanova, D. Kholodnyak, S. Humbla, R. Perrone, J. Müller, M. A. Hein und I. Vendik: “Right- and Left-Handed Transmission Line Resonators and Filters for Dual-Band Applications”, *Microwave and Optical Technology Letters* 51.3 (2009), Seiten 629–633.
- [107] D. Kholodnyak, I. Munina, P. Kapitanova, V. Turgaliev, A. Rusakov, P. Turalchuk, I. Vendik, D. Stöpel, S. Humbla, J. Müller und M. A. Hein: “Broadband directional couplers and power dividers based on metamaterial transmission lines”, *Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics*, 2010, Seiten 591–593.
- [108] V. K. Palukuru: “Electrically Tunable Microwave Devices using BST-LTCC Thick Films: ACTA Universitatis Ouluensis C 366”, Dissertation, Oulu (Finnland): University of Oulu, 2010.
- [109] A. Moessinger, C. Fritzsche, S. Bildik und R. Jakoby: “Compact tunable ka-band phase shifter based on liquid crystals”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* (2010), Seiten 1020–1023.
- [110] M. D. Meehan und J. Purviance: “Yield And Reliability In Microwave Circuit And System Design”, Artech House Inc, 1993.
- [111] D. C. Montgomery: “Design and analysis of experiments”, 7. Auflage, Hoboken (NJ und USA): Wiley, 2009.
- [112] J. Pan: “Professional Development Cours - Design and Analysis of Experiments”, San Jose (CA und USA), 1.11.2009.
- [113] CST Computer Simulation Technology AG: “Internetpräsenz”, <http://www.cst.com/>.
- [114] T. Weiland: “Eine Methode zur Lösung der Maxwellschen Gleichungen für sechskomponentige Felder auf diskreter Basis”, *Electronics and Communication (AEÜ)*, Band 31, 1977, Seiten 116–120.
- [115] L. N. Trefethen: “Finite Difference and Spectral Methods for Ordinary and Partial Differential Equations”, Cornell University, 1996.
- [116] R. W. Jackson: “Coplanar Waveguide Vs. Microstrip for Millimeter Wave Integrated Circuits”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* 86.1 (1986), Seiten 699–702.

- [117] H. Mielke: “Raumflugtechnik: Eine Einführung”, Berlin: Transpress Verl. für Verkehrswesen, 1974.
- [118] International Telecommunications Union, Herausgeber: “Handbook on satellite communications”, 3. Auflage, Geneva: Wiley-Interscience und International Telecommunications Union, 2002.
- [119] J. D. Gibson: “The communications handbook”, 2. Auflage, The electrical engineering handbook series, Boca Raton (FL und USA): CRC Press, 2002.
- [120] A. C. Clarke: “Extra-Terrestrial Relays”, *Wireless World* 10 (1945), Seiten 305–308.
- [121] Analytical Graphics Inc.: “Satellite Tool Kit (STK)”, 2012, <http://www.agi.com>.
- [122] ESA-ESTEC Requirements & Standards Division, “Space Engineering: Space environment”, ECSS-E-ST-10-04C, Noordwijk (Niederlande).
- [123] G. C. Messenger und M. S. Ash: “The Effects of Radiation on Electronic Systems: The effects of radiation on electronic systems”, Van Nost.Reinhold (USA), 1986.
- [124] NASA - Goddard Space Flight Center: “NASA/GSFC Radiation Effects & Analysis”, Internetpräsenz, 22.03.2013 <http://radhome.gsfc.nasa.gov/top.htm>.
- [125] Kayser-Threde GmbH: “Technologieerprobungsträger TET: User Manual für Nutzlastbeisteiler”, TET-KTH-UM-0001, 25.08.2008.
- [126] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.: “Vibration and Pyroshock Test: Keramis-II TM-1”, herausgegeben von Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V., 2.5.2007.
- [127] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.: “Vibration and Pyroshock Test: Keramis-II TM-2”, herausgegeben von Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V., 2.5.2007.
- [128] Y. Suzuki, H. Wakana und T. Iida: “Future vision of satellite communications for expanding human activities”, *Acta Astronautica* 51.1–9 (2002), Seiten 621–626.
- [129] A. P. Chambers, S. A. Callaghan und I. E. Otung: “Analysis of rain fade slope for Ka and V-band satellite links in Southern England”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 54.5 (2006), Seiten 1380–1387.
- [130] K. McCarthy, F. Stocklin, B. Geldzahler, D. Friedmann und P. Caleste: “NASA’s Evolution to Ka-Band Space Communications for Near-Earth Spacecraft”, *Proceedings of the SpaceOps Conference*, 2010.
- [131] S. Humbla, J. Müller, R. Stephan, D. Stöpel, J. F. Trabert, G. Vogt und M. A. Hein: “Reconfigurable Ka-Band Switch Matrix for On-Orbit Verification”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2009, Seiten 610–613.
- [132] T. Baras und A. F. Jacob: “Integrated LTCC Synthesizer and Signal Converter Modules at K-Band”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)* 57.1 (2009), Seiten 71–79.

- [133] S. Brosius, C. Friesicke, T. Baras, A. Molke und A. F. Jacob: “Satellite transponder system with multiple redundancy for on-orbit verification of LTCC technology at K-band”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2011, Seiten 71–74.
- [134] R. Kulke, G. Möllenbeck, C. Günner, P. Uhlig und M. Rittweger: “LTCC Multi-Chip Modules for Ka-Band Multimedia Satellite Technology”, *German Microwave Conference (GeMiC)*, 2008, Seiten 450–453.
- [135] Kayser-Threde GmbH: “Internetpräsenz”, <http://www.kayser-threde.de/de/>.
- [136] S. Humbla, J. Mueller, R. Stephan, D. Stoepel, G. Vogt und M. A. Hein: “LTCC Ka-band Switch Matrix experiment for On-Orbit Verification”, *International Microelectronics and Packaging Symposium (IMAPS)*, 2009, Seiten 288–295.
- [137] M/A-COM: “MA4SW410B-1 - SP4T PIN Diode with Integrated Bias Network”, herausgegeben von Tyco Electronics, Datenblatt, 2002, 02.07.2010 <http://www.macomtech.com/DataSheets/MA4SW410B-1.pdf>.
- [138] S. Humbla, K.-H. Drüe, R. Stephan, D. Stöpel, J. F. Trabert, G. Vogt und M. A. Hein: “Qualification of a compact Ka-band switch matrix for experimental on-orbit-verification”, *Proceedings of the European Microwave Association 4* (2008), Seiten 52–58.
- [139] M/A-COM: “MA4M Series: MNS Microwave Chip Capacitors”, Datenblatt, <http://www.macom.com/DataSheets/MA4MSeries.pdf>.
- [140] J. F. Trabert, K.-H. Drüe, J. Müller, R. Stephan und M. A. Hein: “High Performance 3-Dimensional Hybrid-integration Switch Matrix for Ka-band Satellite Communication Applications based on Ceramic Multilayer Technology”, *International Conference of IMAPS Poland Chapter*, 2007.
- [141] Microsemi SoC Products Group: “SX-A Family FPGAs: v5.3”, herausgegeben von Microsemi SoC Products Group, Datenblatt, 09.03.2011 http://www.actel.com/documents/SXA_DS.pdf.
- [142] S. Humbla, R. Stephan und M. A. Hein: “On-orbit Ka-band switch matrix experiment”, *Acta Universitatis Ouluensis*, Band C323, Oulu (Finnland), 2009, Seiten 9–17.
- [143] ESA-ESTEC Requirements & Standards Division, “Space product assurance: Derating - EEE components”, ECSS-Q-ST-30-11C, Noordwijk (Niederlande).
- [144] Ablestik: “ABLEFILM 5025E: Electrically Conductive Adhesive Film”, Datenblatt, 4/2000.
- [145] I. Maxim Integrated Products: “Programmable Resolution 1-Wire Digital Thermometer DS18B20”, Datenblatt, 2011, 17.05.2011 <http://www.maxim-ic.com>.
- [146] Analog Devices: “Ultralow Noise References with Current Sink and Source: ADR440”, Datenblatt, http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADR440_441_443_444_445.pdf.

- [147] Rogers Corporation - Advanced Circuit Materials: "RT/duroid 6002 High Frequency Laminates datasheet", Datenblatt, 09.03.2011 <http://www.rogerscorp.com/documents/609/acm/RT-duroid-6002-laminate-data-sheet.aspx>.
- [148] S. Humbla, K.-H. Drüe, R. Stephan, D. Stöpel, J. F. Trabert, G. Vogt und M. A. Hein: "Qualification of a compact Ka-Band Switch Matrix for On-Orbit-Verification", *German Microwave Conference (GeMiC)*, 2008, Seiten 454–457.
- [149] T. Baras und A. F. Jacob: "Advanced Broadband 2nd-Level-Interconnects for LTCC Multi-Chip-Modules", *German Microwave Conference (GeMiC)*, 2005, Seiten 21–24.
- [150] Calmark: "Electronic Packaging Products - Wedge clamp Card-Lok", <http://www.calmark.com/>.
- [151] A. M. Weisman und Calmark Corporation: "United States Patent: 4819713 - Retainer for electronic modules", 4819713, 1989.
- [152] Carpenter Technology Corporation: "Datasheet Carpenter Invar 36 Alloy", Datenblatt, 18.03.2010 <http://www.carttechnides.com>.
- [153] Carpenter Technology Corporation: "Datasheet Kovar Alloy", Datenblatt, 18.03.2010 <http://www.carttechnides.com>.
- [154] H.C. Starck Engineered Material Solutions: "Molybdän-Kupfer-Verbundwerkstoffe: Datenblatt (26.11.2002)", 20.04.2010 http://www.hcstarck.com/de/moly_copper.
- [155] Hittite Microwave Corporation: "HMC533LP4/533LP4E: MMIC VCOw/Divide by 16", Datenblatt, 2009, <http://www.hittite.com/products/view.html/view/HMC533LP4>.
- [156] Innovations for High Performance Microelectronics (IHP): "Messergebnisse vom Testchip T208: 18 GHz oscillator with 4 bit switched varactors", unveröffentlichter Bericht.
- [157] M/A-COM: "MA4E2160 - GaAs Flip Chip Schottky Barrier Diodes", herausgegeben von Tyco Electronics, Datenblatt, 14.09.2011 http://www.macomtech.com/datasheets/MA4E1317_18_19_2160.pdf.
- [158] United Monolithic Semiconductors: "CHE1270 5-44 GHz Detector: GaAs Monolithic Microwave IC", Datenblatt, 17.05.2011.
- [159] M/A-COM Inc.: "Quad Bias Driver for GaAs FET and PIN Diode Switches MADRMA0001", Datenblatt.
- [160] ESA-ESTEC Requirements & Standards Division, "Space Engineering: Testing", ECSS-E-ST-10-03C, Noordwijk (Niederlande).
- [161] ESA-ESTEC Requirements & Standards Division, "Space Engineering: Verification", ECSS-E-ST-10-02C, Noordwijk (Niederlande).

- [162] Office of Space Access and Technology: “Technology Readiness Levels: HRST Technology Assessment”, herausgegeben von NASA, 16.05.2011 <http://www.hq.nasa.gov/office/codeq/trl/trlchrt.pdf>.
- [163] Astro- und Feinwerktechnik Adlershof GmbH: “Internetpräsenz”, 09.03.2011 <http://www.astrofein.de>.
- [164] ESA-ESTEC Requirements & Standards Division, “Space Engineering: Testing”, ECSS-E-ST-10-03A, Noordwijk (Niederlande), 2002.
- [165] Brüel & Kjaer GmbH: “Accelerometers Product Data”, 2002, 21.03.2012.
- [166] ANSYS Workbench: “TM 2.0 Framework”.
- [167] U. Gabbert und I. Raecke: “Technische Mechanik für Wirtschaftsingenieure”, 5. Auflage, Carl Hanser Fachbuchverlag, 2010.
- [168] IMST GmbH: “End-Item Data Package (EIDP)-PFM der Nutzlast KERAMIS: Configuration Item Number: TET-1 CI-No: 12110”.
- [169] T. Baras, S. Brosius und A. F. Jacob: “K-Band/S-Band Satellite Transponder System for On-Orbit Evaluation of LTCC Technology”, *European Radar Conference*, 2008, Seiten 348–351.
- [170] S. Humbla, S. Kaleem, J. Müller, S. Rentsch, R. Stephan, D. Stöpel, J. F. Trabert, G. Vogt und M. A. Hein: “On-Orbit Verification of a 4x4 switch matrix for space applications based on the low temperature co-fired ceramics technology”, *German Microwave Conference (GeMiC)*, 2012, Seiten 1–4.
- [171] OHB System AG, <https://www.ohb-system.de/in-orbit-verification.html>.
- [172] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.: “TET-1 Blog”, <http://www.dlr.de/blogs/desktopdefault.aspx/tabid-8029/>.
- [173] S. Humbla, D. Stöpel, J. Müller und M. A. Hein: “Low-earth-orbit verification of a reconfigurable 4x4 switch matrix and potential applications for satellite communications: angenommener Beitrag”, *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2013.
- [174] Department of Computer Science: “Benes, Clos, and Fat Trees - Inverse Multiplexing”, herausgegeben von Department of Computer Science, 2003, 22.06.2010 http://www.ics.forth.gr/~kateveni/534/03a/s52_benes.html.
- [175] C. CLOS: “A Study of Non-Blocking Switching Networks”, *Bell System Technical Journal* 32.2 (1953), Seiten 406–424.
- [176] P. T. Ho, J. R. Pelose und R. Maliszewski: “Coupler Crossbar Microwave Switch Matrix”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* (1982), Seiten 239–241.
- [177] P. T. Ho, E. Coban und N. Pedrono: “Spacecraft IF switch matrix for wideband service applications in 30/20 GHz communications satellite systems Executive Summary / Final Report”, herausgegeben von NASA, 1983.

- [178] V. E. Benes: “On Rearrangeable Three-Stage Connecting Networks”, *Bell System Technical Journal*, Band 41, 1962, Seiten 1481–1492.
- [179] V. E. Benes: “Mathematical Theory of Connecting Networks and Telephone Traffic”, New York: Academic Press, 1965.
- [180] P. Giaccone: “Queueing and scheduling algorithms for high performance routers.”, Dissertation, Turin (Italien): Politecnico di Torino, 2002, 20.03.2012.
- [181] E. R. Gansner, E. Koutsofios und S. North: “Drawing graphs with dot: Graphviz - Graph Visualization Software”, 2009, 02.07.2010 <http://www.graphviz.org/pdf/dotguide.pdf>.
- [182] S. Kaleem, S. Humbla, S. Rentsch, J. Trabert, D. Stöpel, J. Müller und M. A. Hein: “Compact Ka-band reconfigurable switch matrix with power failure redundancy”, *German Microwave Conference (GeMiC)*, 2012, Seiten 1–4.
- [183] S. Kaleem: “Hybridintegrierte 4 x 4 Ka-Band-Schaltmatrix hoher Zuverlässigkeit für geostationäre Satelliten”, Dissertation, Ilmenau: Technische Universität Ilmenau, Dissertation in Vorbereitung.
- [184] Agilent Technologies: “Agilent 8710x Series Coaxial Multiport Switches”, Operation and Service Manual, 2007.
- [185] DowKey\TReg Microwave: “4x4 Non Blocking Switch Matrix”, 21.03.2013 http://www.dowkey.com/news_details.php?id=40.
- [186] DowKey\TReg Microwave: “Design Guide - Microwave Switches & RF Coaxial Relays”, 21.03.2013 http://www.dowkey.com/_upload/AN2001-01-DesignGuide_MicrowaveSwitches%5C&RfCoaxialSwitches.pdf.
- [187] J. Bouchaud, B. Knoblich und H. Wicht: “Will RF MEMS live up their promise?”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2006, Seiten 1076–1079.
- [188] C. Goldsmith, D. Forehand, Z. Peng, J. Hwang und I. Ebel: “High-Cycle Life Testing of RF MEMS Switches”, *International Microwave Symposium (IEEE/MTT-S)*, 2007, Seiten 1805–1808.
- [189] A. Stehle, G. Georgiev, V. Ziegler, B. Schoenlinner, U. Prectel, U. Schmid und H. Seidel: “Broadband Single-Pole Multithrow RF-MEMS Switches for Ka-Band”, *German Microwave Conference (GeMiC)* (2009), Seiten 1–4.
- [190] S. Fouladi und R. R. Mansour: “Capacitive RF MEMS Switches Fabricated in Standard 0.35- μ m CMOS Technology”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)* 58.2 (2010), Seiten 478–486.
- [191] S. Michaelis: “Entwicklung von mikromechanischen Schaltern für neuartige MEMS-Produkte unter Aspekten industrieller Fertigungsprozesse”, Dissertation, Bremen: Universität Bremen, 2001.
- [192] A. Pothier, P. Blondy, D. Cros, S. Verdeyme, P. Guillon, C. Champeaux, P. Tristant und A. Catherinot: “Low Loss Ohmic Switches For RF Frequency Applications”, *European Microwave Conference (EuMC)* (2002), Seiten 1–4.

- [193] W. Simon, B. Schauwecker, A. Lauer und A. Wien: “Designing a Novel RF MEMS SWITCH for Broadband Power Applications”, *European Microwave Conference (EuMC)* (2002), Seiten 1–4.
- [194] G. E. Ponchak und R. R. Romanofsky: “Monolithic Microwave Integrated Circuit Technology for Advanced Space Communication: Technical Memorandum”, 1988.
- [195] R. A. Gaspari und H. H. Yee: “Microwave GaAs FET Switching”, *Microwave Symposium Digest*, Band 1, 1978, Seiten 58–60.
- [196] K. K. Ryu, D. H. Shin, I. B. Yom, M. Q. Lee, J. H. Park und S. P. Lee: “MMIC HEMT switch for switch matrix of satellite communication system”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* (2005), Seiten 2007–2010.
- [197] D. P. Chang, Y. S. Noh und I. B. Yom: “Design of High Performance HEMT Switch for S-band MSM of Satellite Transponder”, *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)* (2008), Seiten 2888–2891.
- [198] Z.-M. Tsai, M.-C. Yeh, M.-F. Lei, H.-Y. Chang, C.-S. Lin und H. Wang: “DC-to-135 GHz and 15-to-135 GHz SPDT traveling wave switches using FET-integrated CPW line structure”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005.
- [199] K. W. Kobayashi, L. Tran, A. K. Oki und D. C. Streit: “A 50 MHz-30 GHz broadband co-planar waveguide SPDT PIN diode switch with 45-dB isolation”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* 5.2 (1995), Seiten 56–58.
- [200] R. Al-Dahleh: “Integrated MEMS-Based Phase Shifters”, Dissertation, Waterloo (Kanada): University of Waterloo, 2008.
- [201] K. R. G. Fowler und T. E. Rowe: “The OLYMPUS phase-1 SS-TDMA experiment: system design and results”, *IEE Colloquium on Results of Experiments Using the Olympus Satellite* (1991), Seiten 6/1–6/8.
- [202] F. Ananasso und S. Bellaccini: “Integration and testing of an SS-TDMA 120 Mbit/s regenerative repeater for advanced communications satellites at K-band”, *IEE Proceedings F: Communications, Radar, and Signal Processing* 134.5 (1987), Seiten 499–509.
- [203] R. Bedford, K. Chaudhry und S. Smith: “Improvement and application of the INTELSAT (SS)TDMA system”, *International Conference on Digital Satellite Communications* 2 (1995), Seiten 413–418.
- [204] eoPortal Directory: “ACTS (Advanced Communications Technology Satellite)”, 14.03.2013 <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/a/acts>.
- [205] S. Sayegh, M. Kappes, J. Thomas, J. Snyder, M. Eng, J. J. Poklemba, M. Steber und G. House: “On-board demux/demod”, *Space Communications Technology Conference*, Band 1, 1991, Seiten 169–177.

- [206] P. P. Nuspl: “Advanced communications technologies for future intelsat systems: Advanced Methods for Satellite and Deep Space Communications”, *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, Band 182, 1992, Seiten 100–121.
- [207] T. Pecorella, R. Fantacci, C. Lasagni, L. Rosati und P. Todorova: “Study and Implementation of Switching and Beam-Hopping Techniques in Satellites with On Board Processing”, *International Workshop on Satellite and Space Communications (IWSSC)* (2007), Seiten 206–210.
- [208] J.-F. Luy: “Software Configurable Receivers”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2002, Seiten 1–8.
- [209] M. Aghadavoodi Jolfaei und K. Jakobs: “Concept of on-board-processing satellites”, *International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC)*, 1992, Seiten 391–394.
- [210] W. Berner, W. Grassmann und M. Piontek: “MOBS-a modular on-board switching system”, *Global Telecommunications Conference (GLOECOM)*, Band 3, 1988, Seiten 1769–1773.
- [211] P. Garland, U. Mossinger und T. Le Ngoc: “An on-board fast circuit switch in support of packet switched data services”, *European Conference on Satellite Communications*, 1993, Seiten 216–224.
- [212] P. J. Pingree, D. L. Bekker, T. A. Werne und T. O. Wilson: “The prototype development phase of the CubeSat On-board processing Validation Experiment”, *IEEE Aerospace Conference*, 2011, Seiten 1–8.
- [213] P. J. Pingree, J.-F. L. Blavier, G. C. Toon und D. L. Bekker: “An FPGA/SoC Approach to On-Board Data Processing Enabling New Mars Science with Smart Payloads”, *IEEE Aerospace Conference*, 2007, Seiten 1–12.

A. Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

Formelzeichen	Bedeutung
ε_r	relative Permittivität
$\tan \delta$	dielektrischer Verlustwinkel
c_0	Lichtgeschwindigkeit
ε_{ref}	effektive relative Permittivität der Ringresonatormessung
Q	Resonatorgüte
f_n	n-te Resonanzfrequenz bezogen
ΔQ	Änderung der Resonanzgüte
d, sh	Materialdicke des Dielektrikums
t	Metallisierungstärke
kb	Breite des Signalleiters der Koplanarleitung
ks	Spaltbreite der Koplanarleitung
mb	Breite des Signalleiters Mikrostreifenleitung
l	Länge des Leitungsübergangs
Θ	Winkel der Masseaufweitung
Z, Z_L	Leitungsimpedanz
S_{ii}	Reflexionsdämpfung
S_{ij}	Transmissionsdämpfung / Isolation
S_{pi}	Sensitivität der Kenngröße P bei Änderung des Parameters p_i
F_G	Gravitationskraft
γ	Gravitationskonstante
m_e	Masse Erde
m_s	Masse Satellit
F_Z	Zentrifugalkraft
T	Periodendauer
r, r_e	Radius allgemein, Erdradius
r_s	Höhe des Satelliten über der Erdoberfläche
T_{sicht}	max. Dauer Sichtverbindung zum Satelliten während eines Orbits

A. Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

$T_{Nominmax}$	Temperaturgrenzen der Thermaluntersuchung (kein Betrieb)
$T_{Suminmax}$	Temperaturgrenzen der Thermaluntersuchung Einschaltpunkt
T_{amb}	Umgebungstemperatur
$T_{Qminmax}$	Temperaturgrenzen des Qualifikationsbereichs
f_{res}	Erste Resonanzüberhöhung der Vibrationsuntersuchung
σ	Normalkomponente der mechanischen Spannung
τ	Tangentialkomponente der mechanischen Spannung
S	Spannungstensor
E	Elastizitätsmodul
F	mechanische Kraft
ε	mechanische Dehnung
ν	Querkontraktionszahl
d, d_0	Durchmesser zylindrischer Prüfkörper
G	mechanische Gleitung
α	thermischer Ausdehnungskoeffizient
ΔT	Temperaturdifferenz
T_{ref}	Bezugstemperatur
σ_{vs}	mechanische Vergleichsspannung nach von Mises
P_{out}	Mikrowellen-Ausgangsleistung
I_D	PIN-Diodenstrom zur Arbeitspunkteinstellung
D_{in}	Digitaler Eingang des Diodentreibers
N_{Mess}	Anzahl Messungen einer Regimezeile
X	zweidimensionale Matrix mit Experimentkonfigurationen
P	Pfadnummer
V	dititaler Eingang VCO
U	analoge Eingangsspannung
n	Anzahl Eingänge eines Eingangsmoduls eines Clos Netzwerks
N	Gesamtzahl der Eingänge eines Schaltmatrixsystems
k	Anzahl Ausgänge eines Eingangsmoduls eines Clos Netzwerks
m	Anzahl der Ein-/Ausgänge eines Vermittlungsmoduls (Clos-Netzwerk)
s	Anzahl der Stufen eines Clos-Netzwerks
Ei, Aj	Eingangs- und Ausgangsbezeichnung eines Schaltmatrixsystems
s	Anzahl Ebenen von Schaltmatrizen im parallelen Betrieb
P_{ein}, P_{aus}	normierte Leistung am Ein-/Ausgang einer Schaltmatrix

Abkürzung	Bedeutung
ADC	Analog-Digital Wandler
ADS	Programmpaket Advanced Design System
AIV	Assembly, Integration and Verification
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
ASIC	Application-specific Integrated Circuit
AVT	Aufbau- und Verbindungstechnik
BB	Breadboard
BGA	Ball Grid Array
CDR	Critical Design Review
CMYK	Farbraum: Cyan, Magenta, Gelb und Schwarz
CST-MWS	Programmpaket Computer Simulation Technology - Microwave Studio
DCL	Declared Component List
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
DML	Declared Materials List
DPL	Declared Parts List
DoE	Design of Experiments
DRD	Document Requirements Definition
DUT	Device Under Test
ECSS	European Cooperation For Space Standardization
EGSE	Electrical Ground Support Equipment
EQM	Engineering Qualification Model
FDTD	Finite Difference Time Domain
FET	Feldeffekttransistor
FIT	Finite Integrations Theorie
FM	Flugmodell
FPGA	Field Programmable Gate Array
GaAs	Galliumarsenid (Halbleitermaterial)
GEO	Geosynchronous Orbit
GSOC	German Space Operations Center
H2-Sat	Heinrich-Hertz Satellit
HEO	Highly Elliptical Orbit
HF	Hochfrequenz
HMIC	Heterolithic Microwave Integrated Circuit
HRST	Highly Reusable Space Transportation
HTCC	High Temperature Co-fired Ceramics

A. Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

HTML	Hypertext Markup Language
IC	Integrated Circuit
ICD	Interface Control Document
KERAMIS	Keramische Mikrowellenschaltkreise für die Satellitenkommunikation
KT	Kayser Threde
LEO	Low Earth Orbit
LGA	Land Grid Array
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramics
MEMS	Mikro Elektromechanische Systeme
MEO	Medium Earth Orbit
MLI	Multi-layer Insulation
NVS	Nutzlastversorgungssystem
OBP	On-Board Processing
OOV	On-Orbit Verifikation
PFM	Protoflight Model
PSD	Power Spectrum Density
PTFE	Polytetrafluorethylen
QML	Qualified Manufacturers List
QPL	Qualified Parts List
RGB	Farbraum: Rot, Grün und Blau
RID	Review Item Discrepancy
RSM	Rekonfigurierbares Schaltmatrixmodul
SA	Sensitivitätsanalyse
SEB	Single Event Burn-Out
SEL	Single Event Latch Up
SM	Schaltmatrix
SMD	Surface Mount Device
SP4T	Single-Pole Four-Throw
SPDT	Single-Pole Double-Throw
SPDR	Split-Post Dielectric Resonator
SPMT	Single Pole Multi-throw
SS-TDMA	Satellite-Switched Time Division Multiple Access
STM	Structural Thermal Model
TC	Telecommand
TDMA	Time Division Multiple Access
TET	Technologie-Erprobungsträger

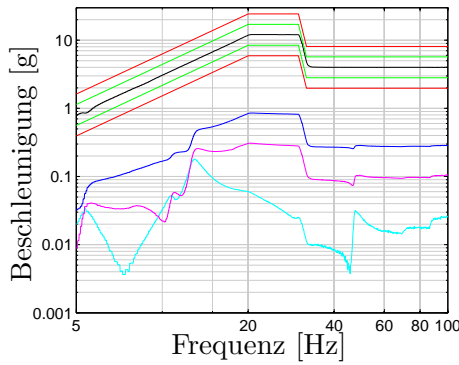
TM	Technologiemodell
TM	Telemetry
TMR	Triple Modular Redundanc
TRL	Technology Readiness Level
TRL	Kalibriermethode (Thru, Reflect, Line)
TTL	Transistor-Transistor Logik
XRD	Röntgen-Diffraktometrie

B. Anhang

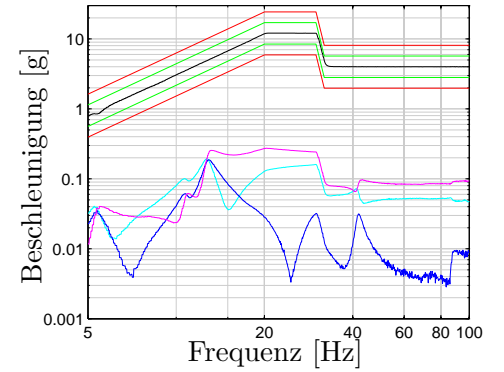
Messungen Qualifikation

Die Abbildungen B.1 und B.2 zeigen die Beschleunigungswerte für die drei Raumachsen bei unterschiedlicher Belastung exemplarisch für das Modul 1 (Modul 2 ab S. 150). Die Anregung soll dabei jeweils innerhalb eines definierten Fensters (rote/grüne Linie) liegen, die Farben der Messkurven signalisieren die Richtung relativ zur Detektionsrichtung der Sensoren. Bei der Anregung mit einem Sinussignal (siehe Abb. B.1 a, b) werden Werte von 12 g bei 30 Hz erreicht. Die Belastungen in der X - und Y - Raumrichtung führen zu keiner wesentlichen Auslenkung in der Vorzugsrichtung (Z -Achse) aufgrund der Ausführung der piezoelektrischen Beschleunigungssensoren [165] und deren Montage auf dem Testobjekt (siehe Abb. 4.2). Exemplarisch zeigt Abbildung B.1c) das Verhalten bei Anregung in Z -Richtung, in der die Trägerplatine schwingungsfähig ist und der Anregung folgen kann. Dadurch ergibt sich eine gute Übereinstimmung zwischen der Sollkurve (schwarz) und dem Messsignal (türkis, blau und pink).

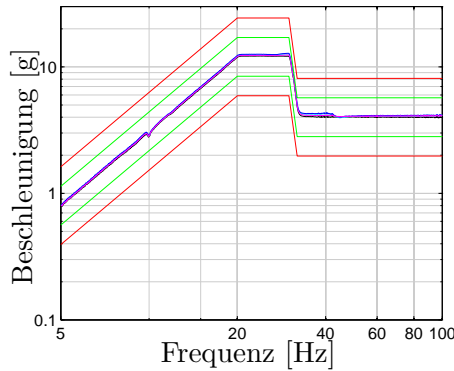
Die Abbildung B.3 zeigt Messwerte der mechanischen Tests für das TM1-Modell Modul 2 für Sinus- und Rauschanregungen für die drei Raumrichtungen (x,y,z). In Abbildung B.4 sind die Ergebnisse der Resonanzsuche und des Pyroschocks desselben Moduls dargestellt. Die dabei gefundene Resonanzstelle für die x , y und z -Richtung liegen bei 1391 Hz, 1367 Hz und 1351 Hz und weisen über den Testverlauf eine Änderung von $\leq 5\%$ auf und erfüllen so die Anforderung des TET-Satelliten.



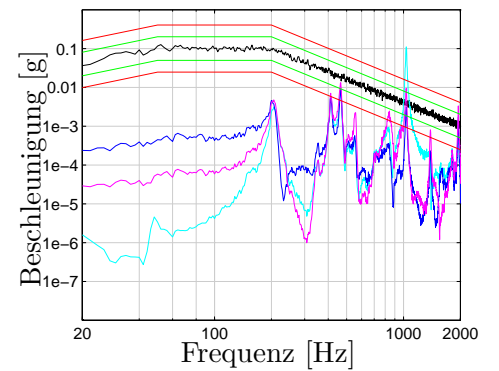
(a) Modul 1: Sinusanregung in X-Richtung



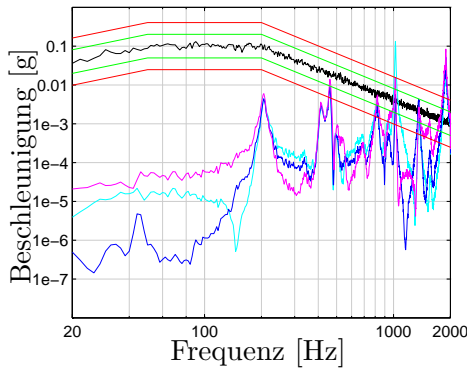
(b) Modul 1: Sinusanregung in Y-Richtung



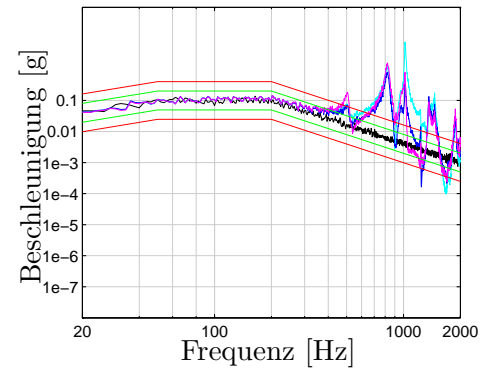
(c) Modul 1: Sinusanregung in Z-Richtung



(d) Modul 1: Rauschanregung in X-Richtung

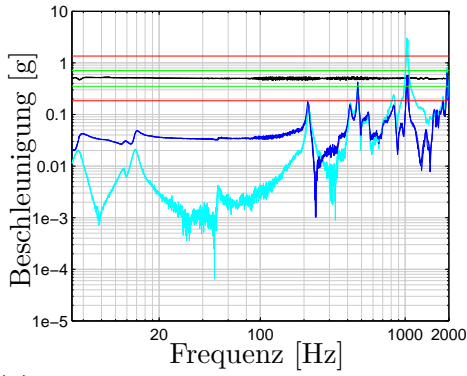


(e) Modul 1: Rauschanregung in Y-Richtung

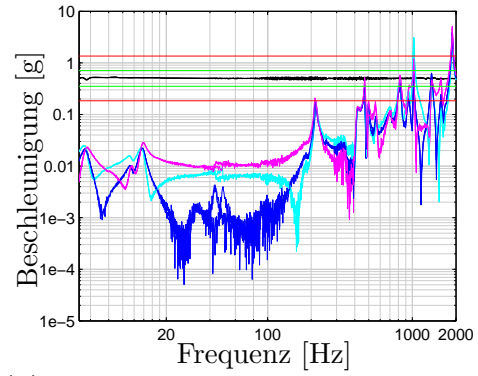


(f) Modul 1: Rauschanregung in Z-Richtung

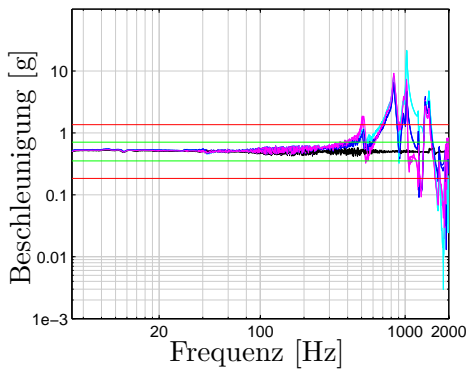
Abbildung B.1.: Gemessene Beschleunigungswerte der Sensoren bei Sinusanregung für das Modul 1 in den Raumrichtungen X (türkis), Y (blau) und Z (pink) sowie die Kontrollmessung (schwarz). Der Sollbereich der Anregung soll zwischen den beiden Grenzwerten (grün und rot) liegen. a) - c) zeigen die Sinusanregung für Modul 1 in X-, Y- und Z-Richtung, c) - f) zeigt das Verhalten bei Rauschanregung für die drei Raumrichtungen.



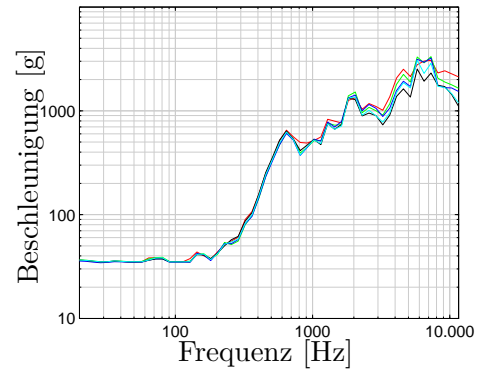
(a) Modul 1: Resonanzsuche in X-Richtung



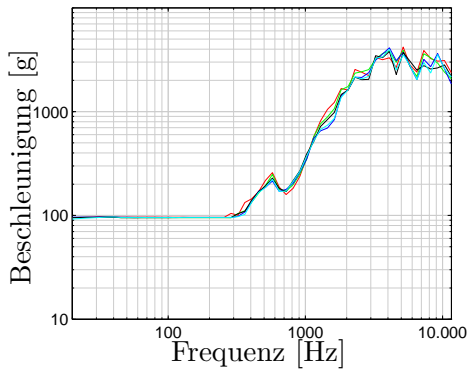
(b) Modul 1: Resonanzsuche in Y-Richtung



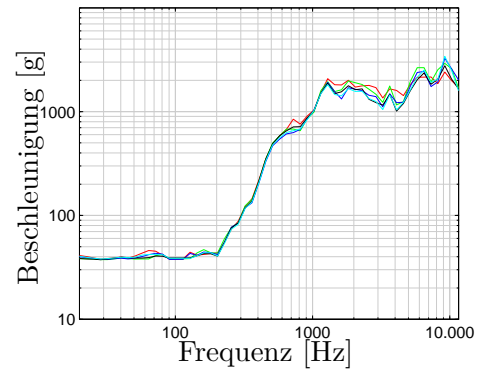
(c) Modul 1: Resonanzsuche in Z-Richtung



(d) Modul 1: Pyroschock in X-Richtung

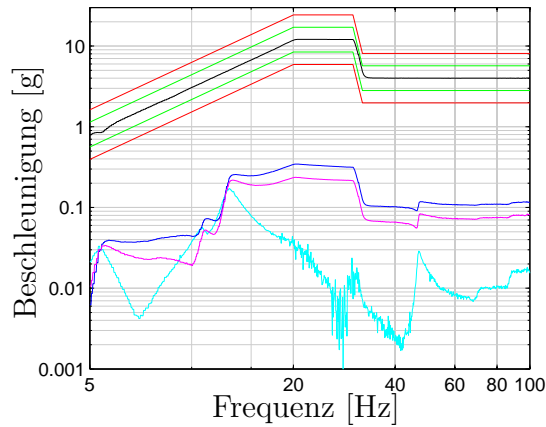


(e) Modul 1: Pyroschock in Y-Richtung

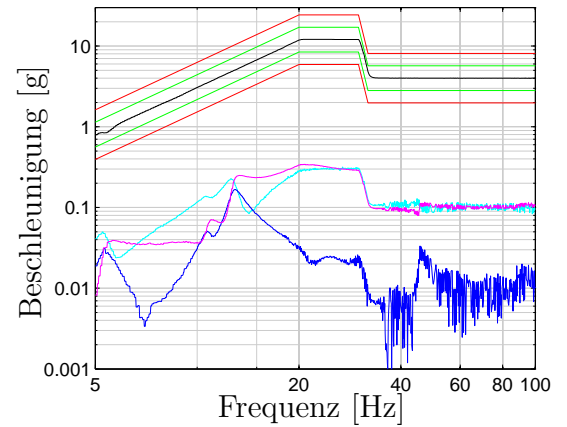


(f) Modul 1: Pyroschock in Z-Richtung

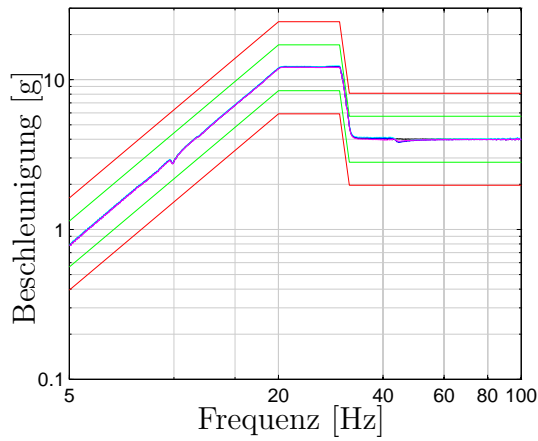
Abbildung B.2.: Gemessene Beschleunigungswerte der Sensoren bei Resonanzsuche und Pyroschockanregung für das Modul 1 in den Raumrichtungen X (türkis), Y (blau) und Z (pink) sowie die Kontrollmessung (schwarz). Der Sollbereich der Anregung soll zwischen den beiden Grenzwerten (grün und rot) liegen. a) - c) zeigen die Resonanzsuche für Modul 1 in X-, Y- und Z-Richtung, d) - f) zeigen das Ergebnis der Pyroschockanregung der drei Raumachsen.



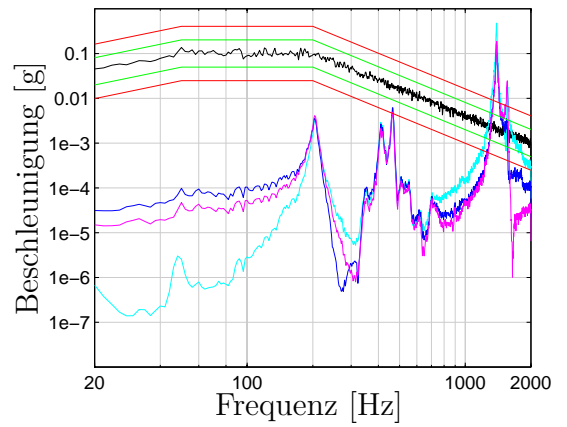
(a) Modul 2: Sinusanregung in X-Richtung



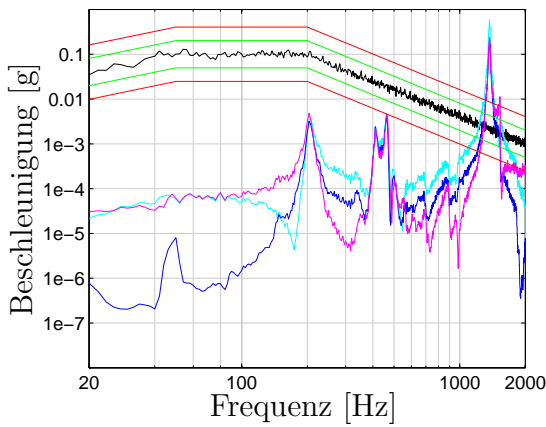
(b) Modul 2: Sinusanregung in Y-Richtung



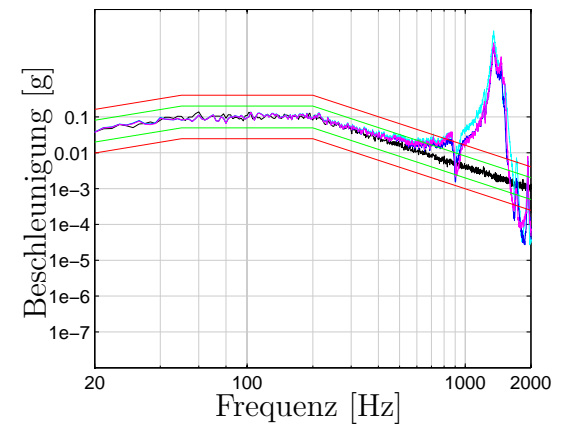
(c) Modul 2: Sinusanregung in Z-Richtung



(d) Modul 2: Rauschanregung in X-Richtung

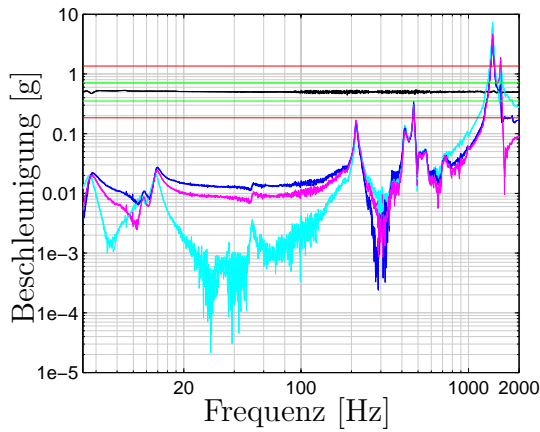


(e) Modul 2: Rauschanregung in Y-Richtung

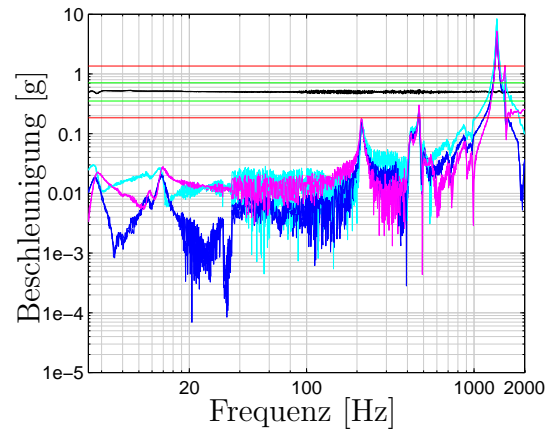


(f) Modul 2: Rauschanregung in Z-Richtung

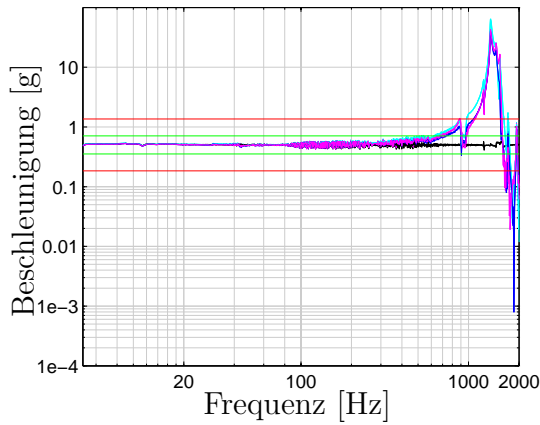
Abbildung B.3.: Messkurven der mechanischen Untersuchung der zweiten TM1-Testplatte bei Sinus- und Rauschanregung und für alle drei Raumrichtungen.



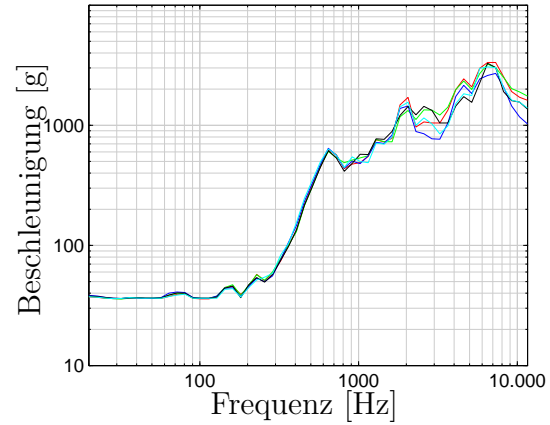
(a) Modul 3: Resonanzsuche in X-Richtung



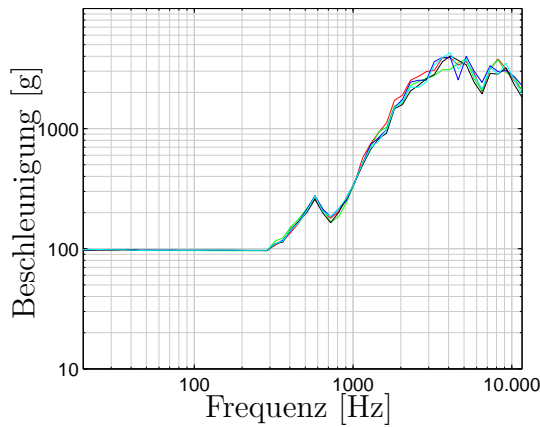
(b) Modul 3: Resonanzsuche in Y-Richtung



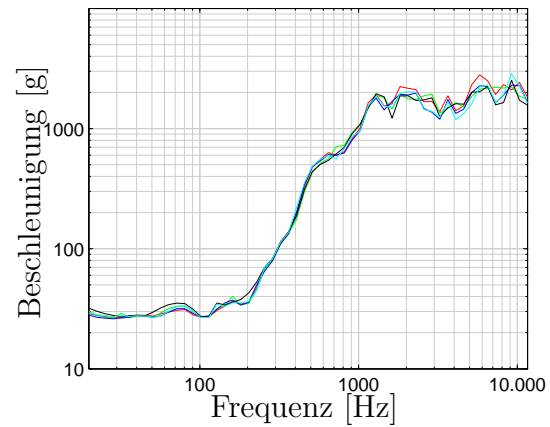
(c) Modul 3: Resonanzsuche in Z-Richtung



(d) Modul 3: Pyroschock in X-Richtung

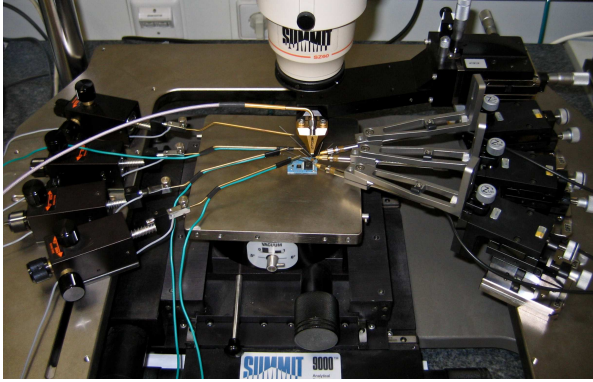


(e) Modul 3: Pyroschock in Y-Richtung

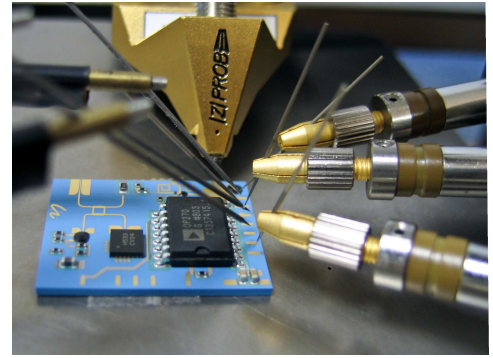


(f) Modul 3: Pyroschock in Z-Richtung

Abbildung B.4.: Messkurven der mechanischen Untersuchung der zweiten TM1-Testplatte bei Resonanzsuche und Pyroschockbelastung in den drei Raumrichtungen.



(a) Messaufbau zur Charakterisierung der VCO-Module mit einem Spektrumanalysator und Messnadeln für die Kontaktierung der Spannungsversorgung und Steuerleitungen.



(b) Detailaufnahme, die die Kontaktierung der Kontaktflächen mit Nadeln und der HF-Messspitze zeigt.

Abbildung B.5.: Kontaktierung der keramischen Module für allgemeine Charakterisierung bei Raumtemperatur erfordert die Verwendung der Bondpads. Die Positionierung der Spitzen und koplanaren HF-Messspitzen wurde unter dem Mikroskop vorgenommen. Durch die Verwendung der Spitzen konnte zerstörungsfrei getestet werden und die gleichen Kontaktflächen konnten später für Bondverbindungen genutzt werden.

Programmablaufpläne

In Kapitel 5 wurde die grundlegende Funktionsweise des Experiments vorgestellt und der typischerweise verwendete Programmablauf von Programm 1 vorgestellt. Im Folgenden sind weitere Programmablaufpläne enthalten, die die Funktionsweise der Experimentkonfiguration verdeutlichen.

Abbildung B.6 zeigt den generellen Ablauf der On-Orbit-Verifikation für das Schaltmatrixexperiment. Nach dem Einschalten der Versorgungsspannung wird ein grundlegender Funktionstest durchgeführt (siehe Abb. B.7) und eine Referenzspannungsquelle gemessen. Liegt der Messwert innerhalb eines vordefinierten Bereichs (2,4 - 2,5 V) wird mit der eigentlichen Messung begonnen, die über die Regime-Datei definiert und angepasst werden kann. Diese wird zeilenweise abgearbeitet und die zu jeder Zeile gehörende Konfiguration aus dem vordefinierten Speicherbereich extrahiert. Durch diesen Verweis ist die Dateigröße des Regimes deutlich geringer verglichen mit einem Ansatz, bei dem alle Konfigurationen neu definiert werden müssten. Anschließend wird für jede Zeile in Abhängigkeit vom gewählten Modus ein passendes Messprogramm aufgerufen, in dem die eigentlichen Messungen durchgeführt werden. Dies wird wiederholt, bis das Ende des Regimes oder der Wert POS_{max} erreicht wurde.

Abbildung B.8 verdeutlicht die Auswahl der acht unterschiedlichen Messprogramme in Abhängigkeit vom gewählten Modus. Dabei wird jeweils die bereits abgerufene Konfiguration an das Programm übergeben und dort jeweils unterschiedlich interpretiert.

Im Programmablaufplan nach Abbildung B.9 ist der Ablauf des Messmodus 6 dargestellt. Im Gegensatz zu Programm 1 wird dabei die Änderung der analogen Spannung im

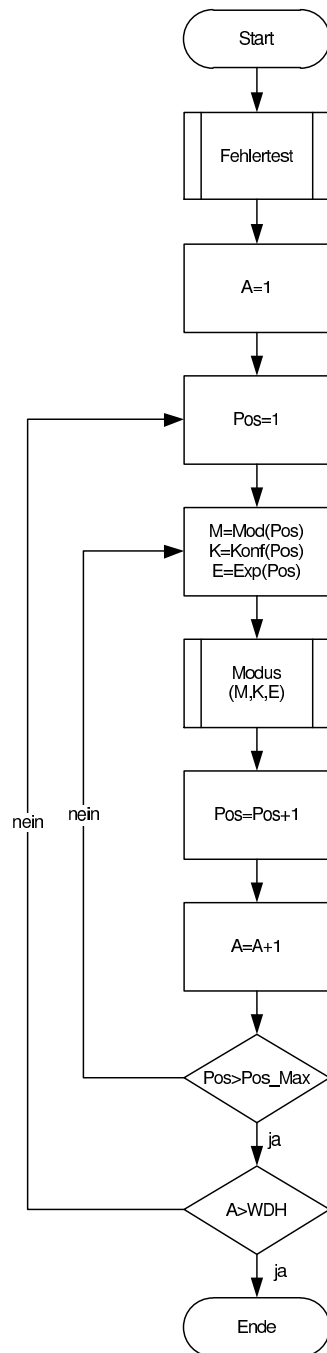


Abbildung B.6.: Allgemeiner Ablauf einer Messung. Nach dem Fehlertest wird die Befehlsliste Regime abgearbeitet und in Abhängigkeit das Programm Modul aufgerufen. Die Abarbeitung wird nur bis Zeile Pos_Max ausgeführt und je nach Wert von WDH wiederholt.

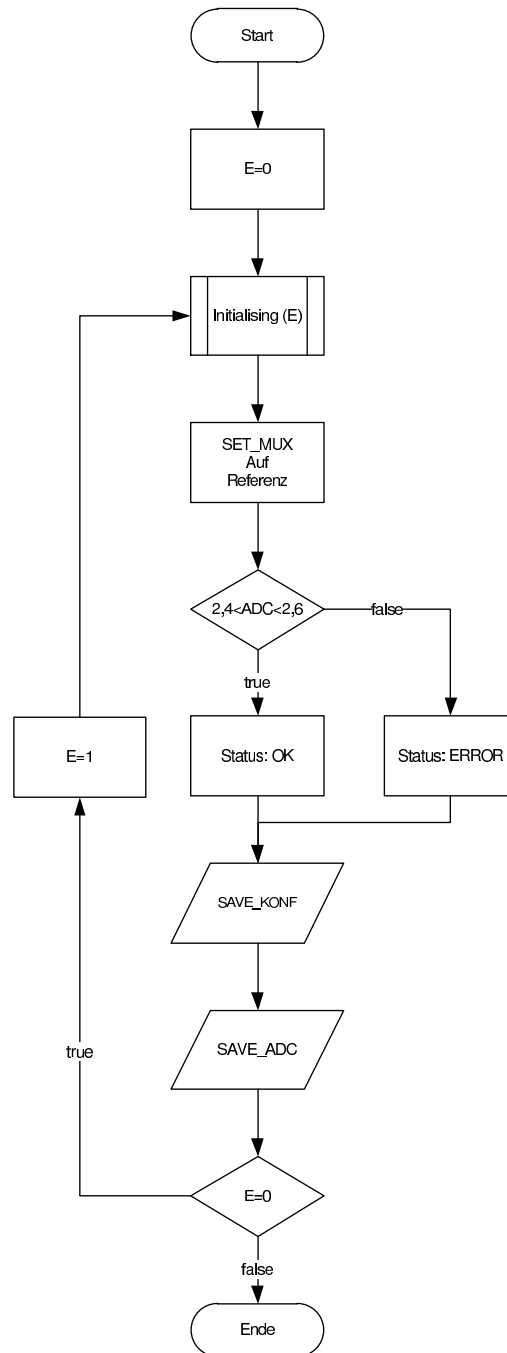


Abbildung B.7.: Programmablaufplan der Initialisierungstests. Dazu wird ein, bei funktionierender Kommunikation, bekannter Referenzwert erfasst und das Ergebnis für beide Experimentplatinen in die Ausgabedatei geschrieben.

Kern der Messung für verschiedene Konfigurationen aus Pfad und digitalem Eingang durchgeführt.

Im Gegensatz dazu wird im Programmablaufplan nach Abbildung B.10 der untersuchte Pfad im Kern verändert und die Reihenfolge der analogen Spannung und digitalen Signale ist verglichen mit Programm 1 vertauscht.

Der allgemeine Ablauf einer Messung aus Sicht des NVS ist in Abbildung B.11 dargestellt und zeigt das Nachschlagen der Messparameter aus dem Konfigurationsbereich und den Aufruf des Messprogramms für die jeweilige Konfiguration.

Abbildung B.12 zeigt die Messung aus Sicht des Experiment-FPGAs und die pfadabhängige Konfiguration der Diodentreiber (Set_CH) und Schalter um die Verlustleistung des Experiments zu minimieren. Abbildung B.13 verdeutlicht das Nachschlagen der Diodentreiberkonfiguration. Dadurch sind lediglich 4 Bit notwendig um alle $16 \cdot 32$ Eingangssignale der Diodentreiber zu generieren.

Um eine Beeinflussung der aktuellen Messung durch Vorgänge der Konfigurationsänderung zu vermeiden kann eine Verzögerung definiert werden, die Werte zwischen 10 ms und 16 Minuten annehmen kann (siehe Abb.B.14).

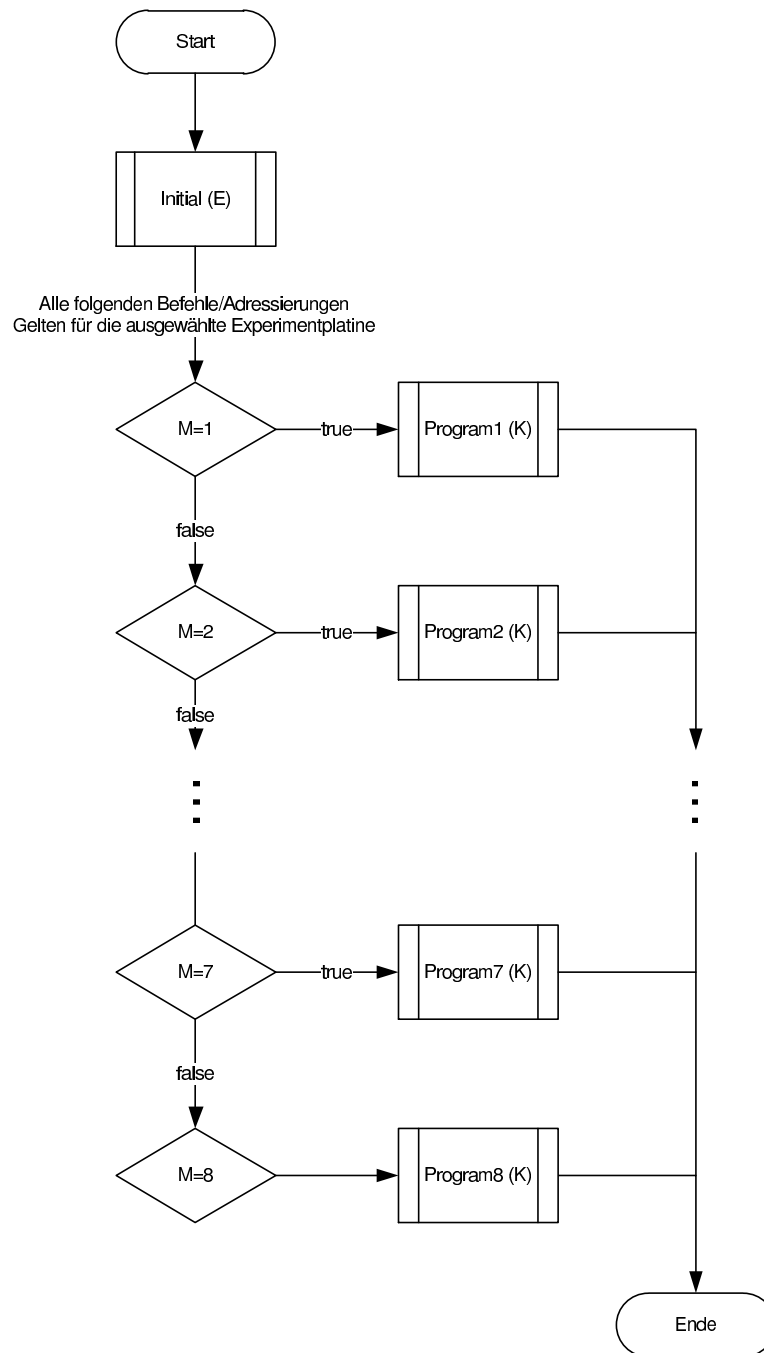


Abbildung B.8.: Jede Zeile des Regimes enthält einen Verweis auf eine Konfiguration und einen zu verwendenden Messmodus, der entsprechend auf unterschiedlich Programme verweist, denen wiederum die jeweilige Konfiguration übergeben wird.

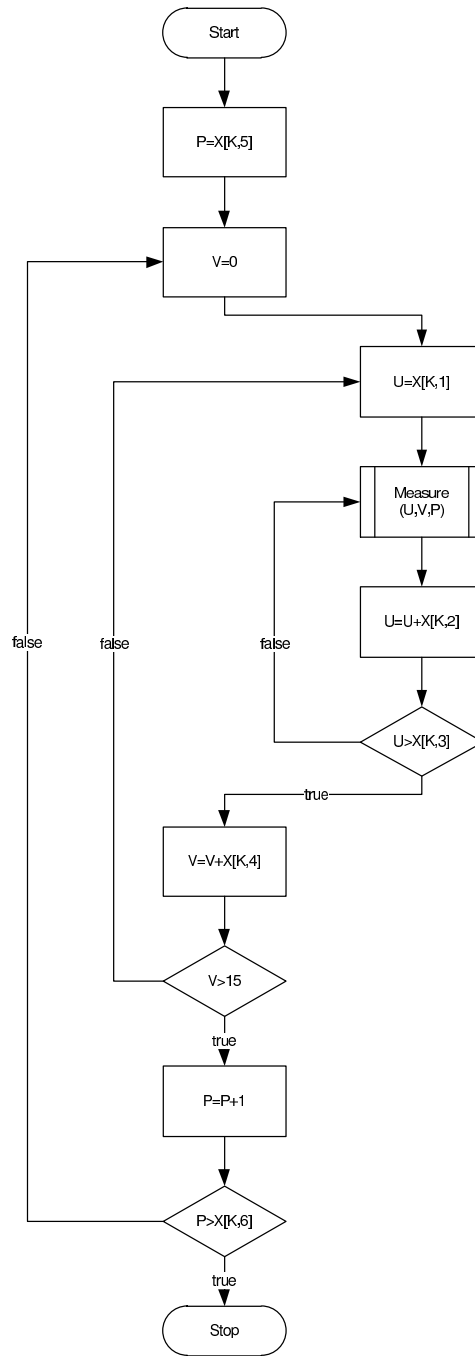


Abbildung B.9.: Programmablaufplan der Messroutine, die über die Bezeichnung Programm 6 gekennzeichnet ist. Im Kern wird für jede Konfiguration ein fester Bereich der analogen Eingangsspannung U durchlaufen für unterschiedliche digitale Eingangswerte V und Pfade P .

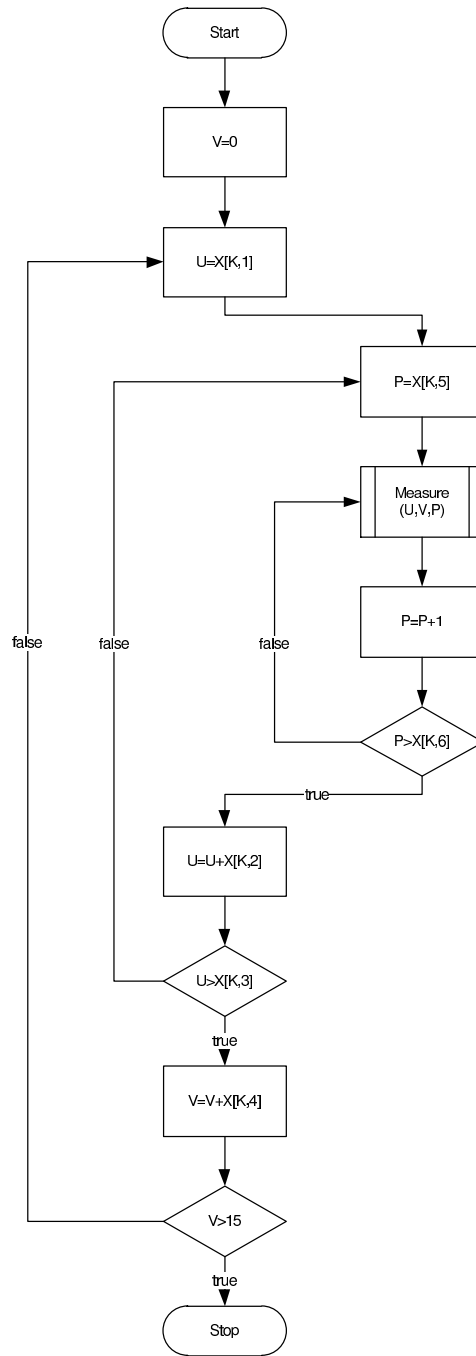


Abbildung B.10.: Programmblaufplan der Messroutine, die über die Bezeichnung Programm 7 gekennzeichnet ist. Im Kern werden für jede ausgewählte Kombination von analoger Eingangsspannung U und Digitalwert D alle gewünschten Pfade P gemessen.

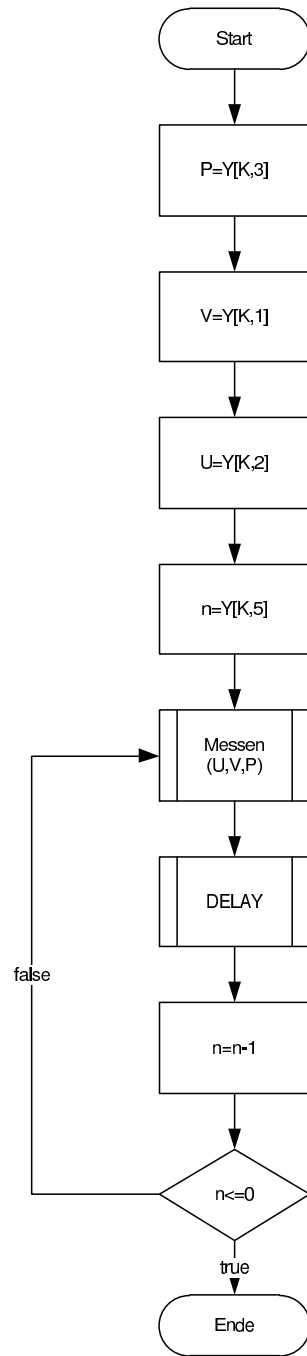


Abbildung B.11.: Programmablaufplan des allgemeinen Messablaufs einer Regimezeile aus NVS-Sicht. Die Werte für analoge Eingangsspannung U , digitalen Eingang V und Pfad sowie die Einstellungen für Verzögerung und Wiederholung werden aus dem Konfigurationsbereich gelesen und anschließend an die Messroutine übergeben. Danach wird eine Verzögerung eingestellt das Programm nach mehrfacher Abarbeitung beendet.

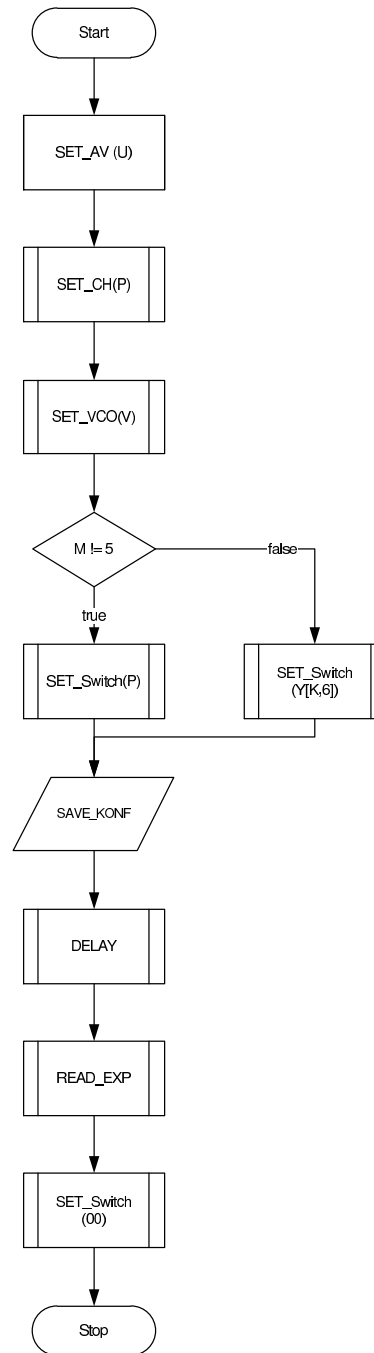


Abbildung B.12.: Ablauf der Messung aus Sicht des FPGA, der in Abhängigkeit der Eingangsparameter die Konfiguration des Experiments übernimmt. Dabei werden nicht benötigte VCOs abgeschaltet und anschließend alle Messgrößen erfasst und weitergeleitet.

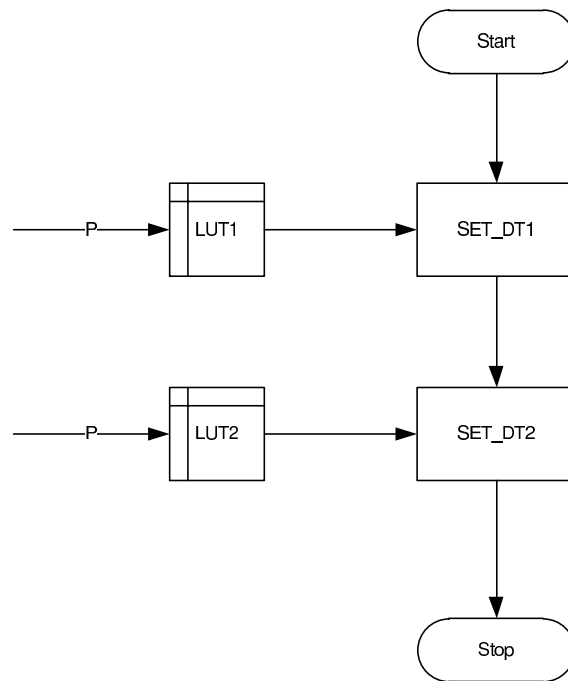


Abbildung B.13.: Konfiguration der Diodentreiber in Abhängigkeit der gewünschten Pfadkonfiguration. Dazu sind 16 Einträge je Diodentreiber notwendig und vermeiden so, dass die Eingangswerte manuell pro Konfiguration angegeben werden müssen.

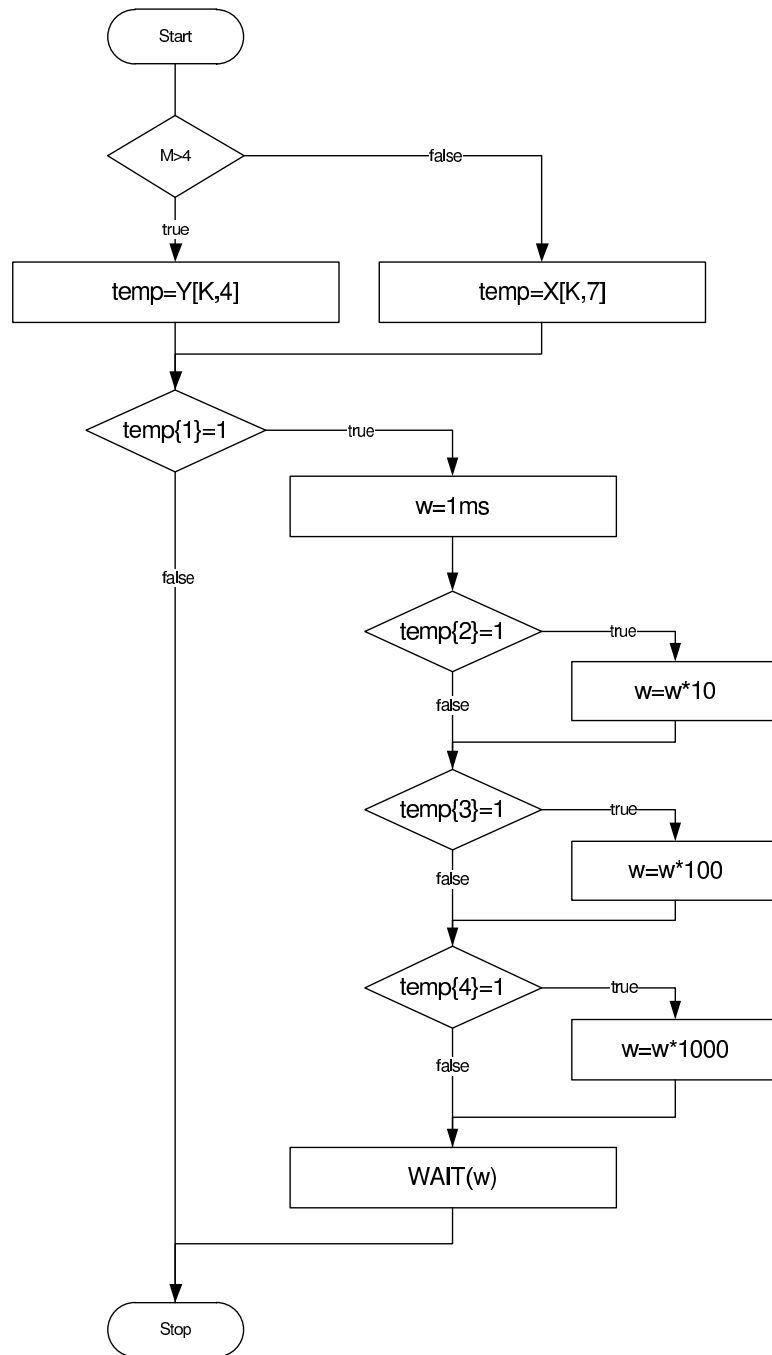


Abbildung B.14.: Einstellbare Verzögerung zwischen den jeweiligen Messschritten. Dabei kann über drei Bit ein großer Bereich von Zeiten zwischen 10 ms und 16 Minuten definiert werden. Wird Bit[1] nicht gesetzt, ergibt sich keine zusätzliche Verzögerung (Normalbetrieb).

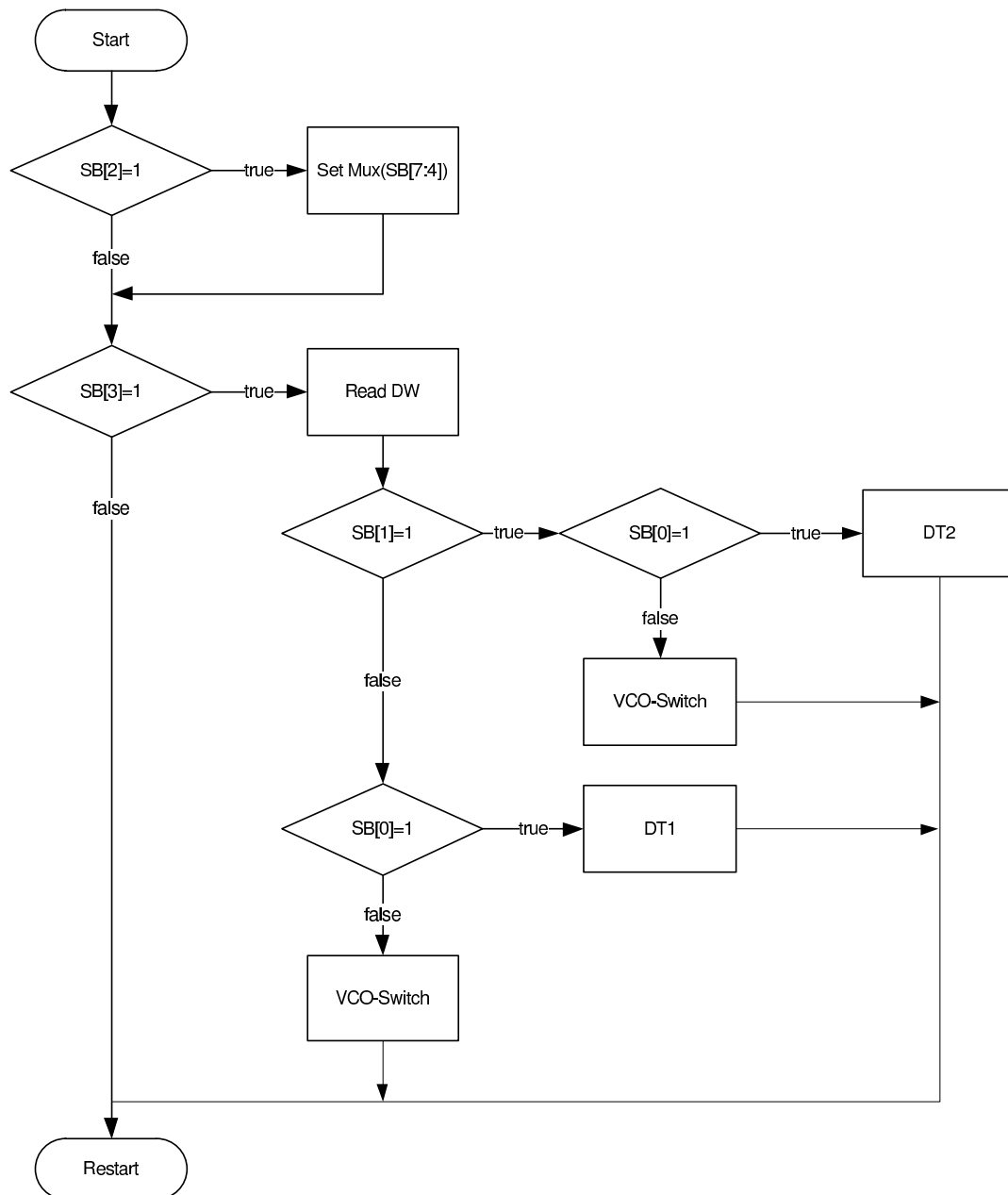


Abbildung B.15.: Ermittlung der Konfigurationen aus dem Steuer- und Datenwort, welches vom NVS an das Experiment-FPGA übertragen wird.

	Kreuzungen	SM1				SM2			
AK6 00345678	0	E1 18432	E2 18432	E3 0	E4 0	E1 0	E2 0	E3 0	E4 0
		A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
		9216	9216	9216	9216	0	0	0	0
AK7 02340678	0	E1 13824	E2 0	E3 0	E4 0	E1 13824	E2 0	E3 0	E4 0
		A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
		3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456
AK8 06340278	1	E1 9216	E2 0	E3 0	E4 0	E1 9216	E2 0	E3 0	E4 0
		A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
		2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304

Tabelle B.1.: Bei Auftreten eines zweiten Fehlers verändern sich die Lösungsmöglichkeiten, die verbleibenden sechs Eingangssignale erfolgreich zu vermitteln. Die beiden fehlerhaften Ausgangssignale werden mit 0 gekennzeichnet.

Weiterentwicklung

In Tabelle B.1 und B.2 sind die verbleibenden gültigen Konfigurationen einer 8×8 Schaltmatrix bei Auftreten eines doppelten Fehlers im System angegeben. Sechs Ausgangsbelegungen sind gefordert, während die Ausgänge, die aufgrund der Fehler nicht genutzt werden können mit Nullen gekennzeichnet sind.

	SM3				SM4				SM5				SM6			
AK6	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4
	9216	9216	0	0	9216	9216	0	0	9216	9216	9216	9216	0	0	0	0
	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
	9216	9216	0	0	9216	9216	0	0	18432	18432	0	0	0	0	0	0
AK7	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4
	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456
	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	3456	13824	0	0	0	13824	0	0	0
AK8	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4	E1	E2	E3	E4
	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304
	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4	A1	A2	A3	A4
	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	2304	9216	0	0	0	9216	0	0	0

Tabelle B.2.: Bei Auftreten eines zweiten Fehlers verändern sich die Lösungsmöglichkeiten, die verbleibenden sechs Eingangssignale erfolgreich zu vermitteln. Kritisch sind vor allem die Ausgangsmodule mit vier Signalen sowie die an Kreuzungen beteiligten mittleren Module.

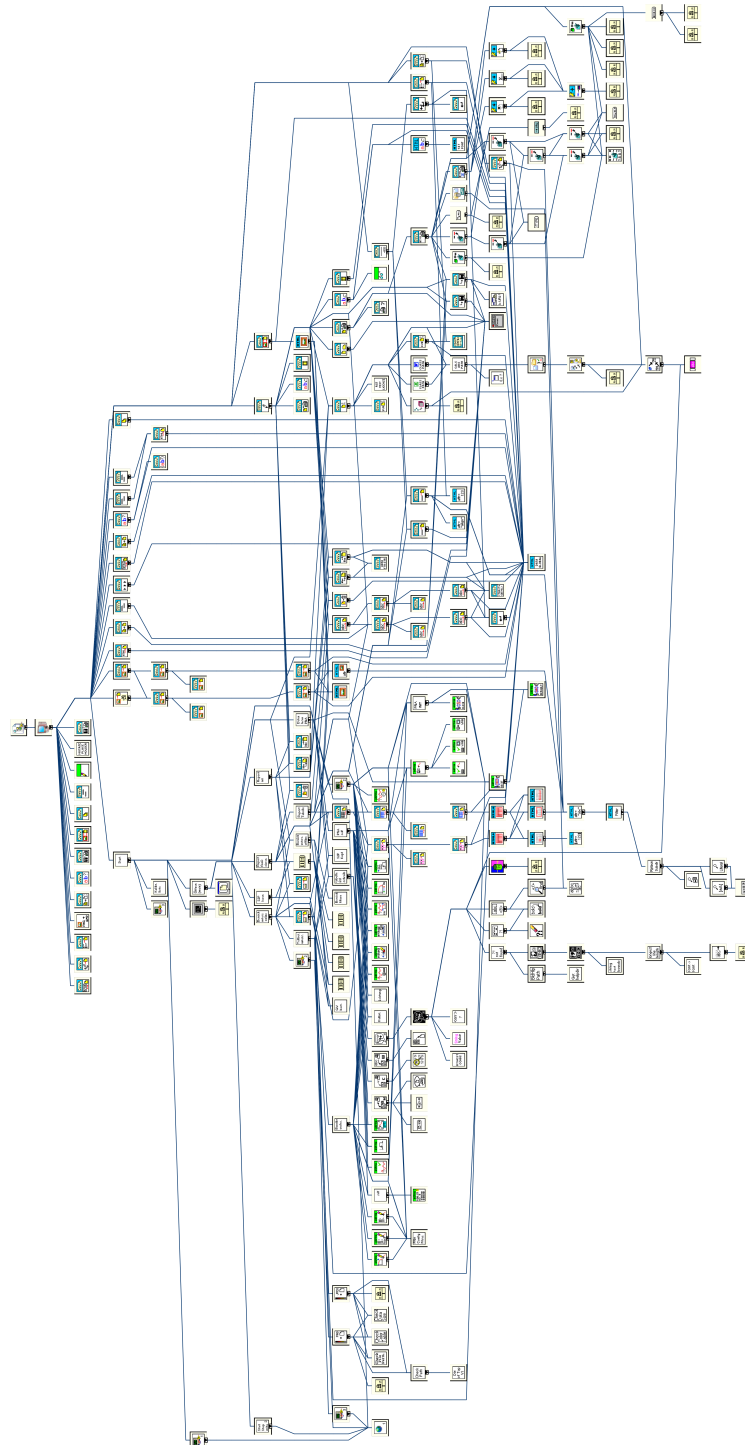


Abbildung B.16.: Struktur des Labview-Programms zur automatischen Ausführen der Ringresonatormessungen für die Permittivitätsbestimmung. Die Ansteuerung des Netzwerkanalysators ermöglicht eine effektive Untersuchung mit hoher Auflösung. Zusätzlich wird ein Messprotokoll erstellt, welches die gesuchten Kenngrößen, Grafiken und Messparameter enthält.

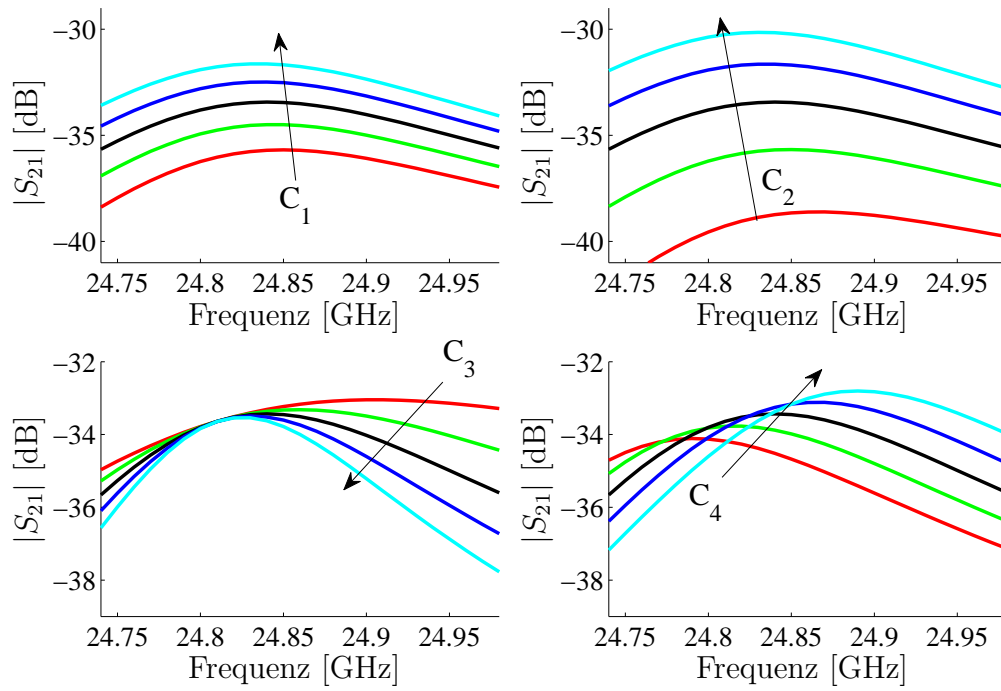


Abbildung B.17.: Einfluss der Anpassungsfaktoren auf die Resonatorkurve. Diese werden automatisch bestimmt um die Summe der Fehlerquadrate als Differenz zur Messung zu minimieren. Direkt ablesbar sind die Güte C_3 und Resonanzfrequenz C_4 .

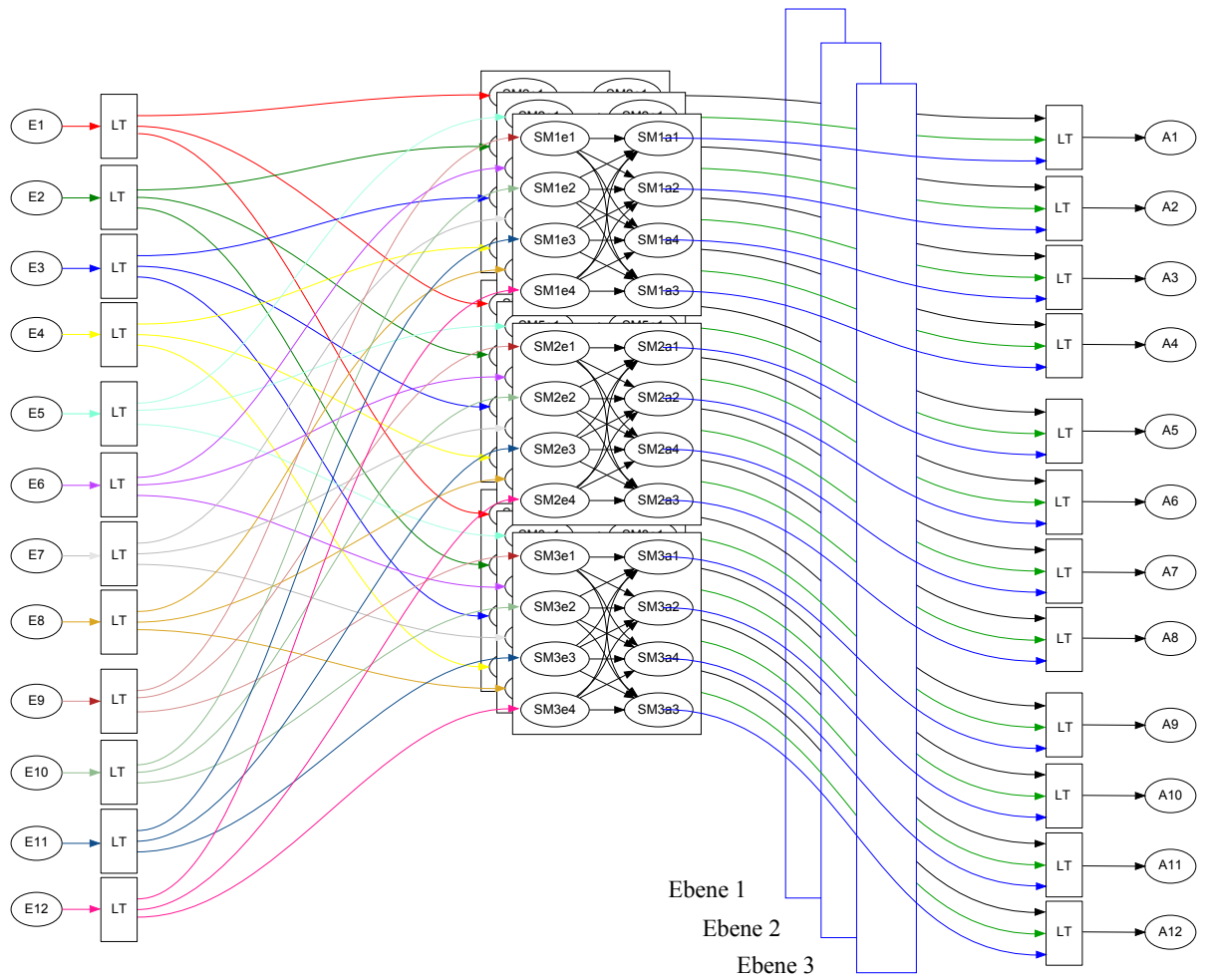


Abbildung B.18.: Realisierung einer 12×12 Schaltmatrix mit Leistungsteilern und einem einstufigem Ansatz, bei dem neun 4×4 Schaltmatrixmodule benötigt werden. Die gewählte Darstellung verdeutlicht die Ebenenabhängigkeit der Ausgänge, deren Leitungen sich ebenfalls häufig kreuzen, wenn die Schaltmatrixmodule nicht übereinander platziert werden.